

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS


IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

Method and apparatus for adaptively processing the readback signal in a read channel device for digital storage

Patent Number: ☐ EP0822554, A3
Publication date: 1998-02-04
Inventor(s): CONTRERAS RICHARD A (US); SHIH SHIH-MING (US); THAPAR HEMANT K (US)
Applicant(s): NIPPON ELECTRIC CO (JP)
Requested Patent: ☐ JP10106162
Application Number: EP19970113311 19970801
Priority Number(s): US19960690950 19960801
IPC Classification: G11B20/10; H03H21/00
EC Classification: G11B20/10A
Equivalents: DE69709957D, DE69709957T, ☐ JP2000076797, JP3003780B2, SG70020, ☐ US5949820
Cited patent(s): US5508570; EP0716506; JP63042561

Abstract

Apparatus and Methods are disclosed for adaptively optimizing an ER filter in a readback system of a storage device, such as a disk drive. A sample value is read from the storage device and an error measure is calculated between the sample value and an ideal value. Pole parameters and zeros of the ER filter are modified to minimize the ER filter. The apparatus and methods disclosed can function with customer data to adaptively optimize the ER filter in real time during normal operation of the storage device. Furthermore, temperature compensation circuits are disclosed to compensate for temperature dependencies in the ER filter. 

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-106162

(43) 公開日 平成10年(1998) 4月24日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	F I
G 1 1 B 20/10	3 2 1	G 1 1 B 20/10
20/18	5 7 2	3 2 1 A
		5 7 2 F

審査請求 有 請求項の数13 O L (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願平9-208193

(22) 出願日 平成9年(1997) 8月1日

(31) 優先権主張番号 08/690950

(32) 優先日 1996年8月1日

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 シー ミン シー

アメリカ合衆国, カリフォルニア 95120,

サン ホセ, ボンス コート 5815

(72) 発明者 ヘマント ケー タバー

アメリカ合衆国, カリフォルニア 95120,

サン ホセ, スカースデール プレイス

7259

(74) 代理人 弁理士 後藤 洋介 (外2名)

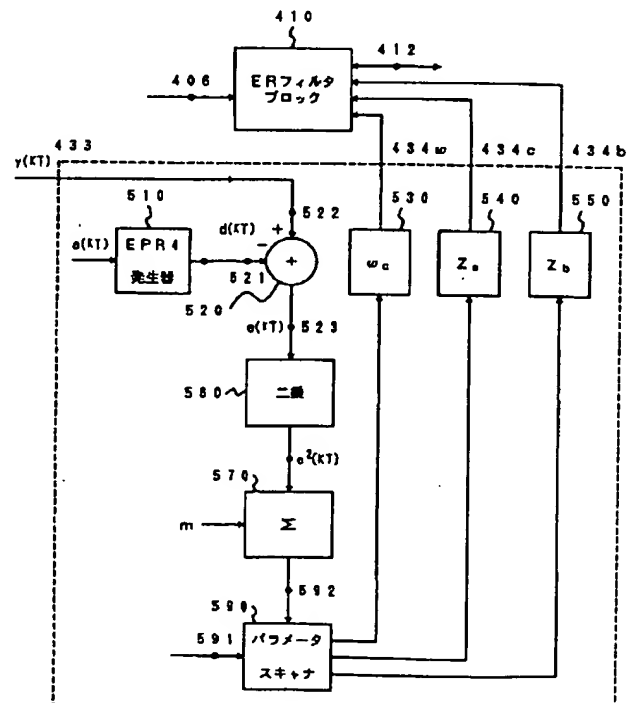
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ERフィルタ最適化方法

(57) 【要約】

【課題】 ディスクドライブなどの記憶装置の読出しシステムにおけるERフィルタを最適化するための装置を提供する。

【解決手段】 記憶装置の読出しシステムに含まれる、極(pole)パラメータ及びゼロを有するER (等化受信: equalization and receive) フィルタ410を最適化するためのフィルタ最適化装置433において、記憶装置からサンプル値を読み出す手段と、理想値を決定する手段と、前記サンプル値と前記理想値との間の誤差値を計算する手段と、前記極パラメータを前記誤差値が最小になるように変更する手段とを含む。前記ERフィルタの前記ゼロを前記誤差値が最小になるように変更する手段をさらに含んでもよい。前記サンプル値は、ユーザ専用(customer)データであってもよい。前記極パラメータは、典型的には、前記ERフィルタのカットオフ周波数パラメータである。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 記憶装置の読出しシステムに含まれる、極(pole)パラメータ及びゼロを有する E R (等化受信: equalization and receive) フィルタを最適化するための方法において、

前記記憶装置からサンプル値を読み出すステップと、理想値を決定するステップと、
前記サンプル値と前記理想値との間の誤差値を計算するステップと、
前記極パラメータを前記誤差値が最小になるように変更するステップとを含むことを特徴とする E R フィルタ最適化方法。

【請求項 2】 前記 E R フィルタの前記ゼロを前記誤差値が最小になるように変更するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 1 に記載の E R フィルタ最適化方法。

【請求項 3】 前記サンプル値は、ユーザ専用(customer)データであることを特徴とする請求項 1 に記載の E R フィルタ最適化方法。

【請求項 4】 前記極パラメータは、前記 E R フィルタのカットオフ周波数パラメータであることを特徴とする請求項 1 に記載の E R フィルタ最適化方法。

【請求項 5】 記憶装置の読出しシステムに含まれる、極(pole)パラメータ及びゼロを有する E R (等化受信: equalization and receive) フィルタを最適化するための装置において、

前記記憶装置からサンプル値を読み出す手段と、理想値を決定する手段と、
前記サンプル値と前記理想値との間の誤差値を計算する手段と、

前記極パラメータを前記誤差値が最小になるように変更する手段とを含むことを特徴とする E R フィルタ最適化装置。

【請求項 6】 前記 E R フィルタの前記ゼロを前記誤差値が最小になるように変更する手段をさらに含むことを特徴とする請求項 5 に記載の E R フィルタ最適化装置。

【請求項 7】 前記サンプル値は、ユーザ専用(customer)データであることを特徴とする請求項 5 に記載の E R フィルタ最適化装置。

【請求項 8】 前記極パラメータは、前記 E R フィルタのカットオフ周波数パラメータであることを特徴とする請求項 5 に記載の E R フィルタ最適化装置。

【請求項 9】 記憶装置の読出しシステムに含まれる、カットオフ周波数及び複数個のゼロを有する E R (等化受信: equalization and receive) フィルタを最適化するための方法において、

前記カットオフ周波数に対するカットオフ値及び前記複数個のゼロに対する複数個のフィルタゼロ値を決定するステップと、

前記記憶装置から複数個 M 個のサンプル値として読み出

すステップと、

前記 M 個のサンプル値の各々に関する理想値を決定し、M 個の理想値を出力するステップと、

前記サンプル値と前記理想値との間の平均二乗誤差値を計算するステップと、前記カットオフ値と前記フィルタゼロ値の各々を変更し、前記平均二乗誤差値を最小化するステップと、

前記カットオフ値をチューニング(tuning)電流に変換するステップと、

前記フィルタゼロ値の各々をフィルタゼロ電圧に変換するステップと、

前記チューニング電流をバイアス電圧に変換するステップと、

前記バイアス電圧及び前記フィルタゼロ値の各々を前記 E R フィルタに与え、前記 E R フィルタの前記カットオフ周波数及び前記複数個のゼロを調節するステップとを含むことを特徴とする E R フィルタ最適化方法。

【請求項 1 0】 チューニング(tuning)電流入力端子と、電圧入力端子と、電圧出力端子とを有する温度/電圧補償回路において、

前記チューニング電流入力端子に接続される第 1 の電流端子と、接地された第 1 の電源端子と、第 2 の電流端子とを有する第 1 のカレントミラーと、

前記第 1 のカレントミラーの前記第 2 の電流端子に接続された第 3 の電流端子と、正の供給電圧を印加される第 2 の電源端子と、第 4 の電流端子とを有する第 2 のカレントミラーと、

前記電圧入力端子と前記第 2 のカレントミラーの前記第 4 の電流端子とに接続された第 1 の電源端子と、前記チューニング電流入力端子と前記電圧出力端子とに接続された制御端子と、接地された第 2 の電源端子とを有する整合(matching)トランジスタとを備えたことを特徴とする温度/電圧補償回路。

【請求項 1 1】 前記電圧入力端子に接続された第 2 の制御端子と、前記第 2 のカレントミラーの前記第 4 の電流端子に接続された第 3 の電源端子と、前記整合トランジスタの前記第 1 の電源端子に接続された第 4 の電源端子とを有する第 2 のトランジスタをさらに備え、

前記整合トランジスタの前記第 1 の電源端子は、前記電圧入力端子と前記第 2 のカレントミラーの前記第 4 の電流端子とに、前記第 2 のトランジスタを介して接続されていることを特徴とする請求項 1 0 に記載の温度/電圧補償回路。

【請求項 1 2】 前記整合トランジスタは、MOSFETであることを特徴とする請求項 1 0 に記載の温度/電圧補償回路。

【請求項 1 3】 前記第 2 のトランジスタは、バイポーラトランジスタであることを特徴とする請求項 1 1 に記載の温度/電圧補償回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、読出し信号を部分応答目標(partial response target)に等化するための方法及び装置に関する。特に、本発明は、マルチレート動作や低速の時間変動チャネルに対して調節可能であるプログラム可能な(或いは適応的な)パラメータを有する組合わせER(等化受信: equalization and receive)フィルタを最適化するための方法及び装置に関する。

【0002】

【従来の技術】磁気的及び光学的デジタル記憶の用途には、媒体上にデジタルシーケンスを記録し、アナログ信号からこのようなシーケンスを取り出すことが含まれるが、これらは読み出しヘッドによって検出され、ノイズや干渉や歪みによって損なわれる。基本的な設計目標は、記録されたシーケンスと再生されたシーケンスとの間の許容誤り率を維持しつつ、単位面積あたりの高い記録密度を達成することである。この設計目標を達成するために、読出し/書き込みチャネルには、符号化法と等化法の組み合わせを用いている。これらの機能について以下に述べる。

【0003】ランレングス制限(RLL: Run-Lenght Limited)コード

磁気的及び光学的デジタル記憶装置は、信号検出能力を向上させるため、或いは、タイミングや利得ループの頻繁な更新を保証するため、またはその両方の目的でRLLコードを用いている。RLLコードは、一般に、2つのパラメータ、即ちdとkによって特徴付けられ、これらはそれぞれ、2値入力信号における連続する状態変化間のシンボルインターバル数の最大値及び最小値をそれぞれ制御するものである。ある値のdについて、RLLコードは、連続する状態変化間に最低(d+1)個の、最大(k+1)個のシンボルインターバルが存在することを保証する。磁気及び光学記憶装置において通常用いられるコードには、(1, 7)や(2, 7)に制限された(d, k)値をもつコードが含まれる。一般に、これらのコードは、ピーク検出法に用いられる。k値の制限により、非ゼロチャネル出力が最小に近い頻度で発生し、タイミング及び利得ループの堅実な動作を維持することが保証される。d値の制限により、ピーク検出を用いた信号検出能力が助長される。部分応答最尤法(PRML: partial response maximum likelihood)技術への関心が増大するにつれ、本質的コードレートの高い、d=0コードの人気の高まりつつある。

【0004】部分応答シングナリング

磁気および光学記録システムにおける記録密度を制限する主な影響の1つは、符号間干渉(ISI: intersymbol interference)である。この影響は、ヘッドと媒体の組合わせのもつ帯域制限性に起因するものであり、媒体上の連続して記録された状態変化による応答のオーバー

ラップを生じる。即ち、ある時点において、媒体からの出力信号は、その時点における入力シンボルによる応答だけでなく既に記録されたいくつかのシンボルからの応答をも含んでいる。このオーバーラップの量および範囲は、線形記録密度が増すと増加し、その結果、非常に複雑で、簡単な装置では解決することが難しいシンボル間のオーバーラップパターンを生じる。

【0005】ISIの影響を解決するために要求される複雑性を減少するために、まず、読出し信号を規定された部分応答(PR: partial response)信号に等化する。PR信号は、連続する入力シンボルによる出力信号における応答のオーバーラップ(すなわち干渉)を制御することを可能にするという特徴を有している。等化後の制御されたISIについての先験的知識により、等化されていない信号と比較して、要求される検出器の複雑性はかなり減少される。

【0006】図1に示すように、ヘッド/媒体/プレアンプ102の出力端子104上のアナログ読出し信号は、等化器106の入力端子に送られる。PRML受信機としても知られる等化器106は、読出し信号を等化して、等化器106の出力端子108上に等化信号を生じる。等化信号は、適切なPR信号でなければならない。

【0007】データ通信やデジタル磁気記録システムにおいて通常用いられているPR目標信号は、次の伝達多項式によって特徴づけられる。

$$【0008】P(D) = 1 - D^2$$

ここで、Dは単位シンボル遅延動作の変換を表している。このPR信号は、通常、「4級(Class IV)PR」、或いは修正された双2値(binary)シングナリングと呼ばれる。4級PRに対する適切に規定されたサンプリング点における無ノイズ出力応答は、次式によって与えられる。

$$【0009】y(kT) = a(kT) - a[(k-2)T], \quad n=2, 3, \dots$$

ここで、a(kT)は、時刻kTにおける入力シンボルであり、通常2値体系である{0, 1}或いは{1, -1}から選ばれる。即ち、時刻nTにおける出力サンプルは、2つの入力シンボルa(nT)とa[(n-2)T]のオーバーラップを含んでいる。

【0010】等化器106の出力端子108上の等化信号は、ビタビアルゴリズムに基づくビタビ検出器110などのシーケンス検出器を用いて検出される。この4級部分応答とビタビ検出との組み合わせは、磁気記録分野においては、通常、「部分応答最尤法」を簡略化してPRMLと呼ばれている。

【0011】PR目標信号の選択は一義的ではないが、動作線形密度によって指定される。磁気記録の用途については、数多くのPR目標がよく知られている。ここで、これらの目標をまとめてPR信号の「拡張4級」グ

ループと呼ぶ。拡張4級グループは、次多項式によって定義される。

$$[0012] P(D) = (1-D)(1+D)^n$$

ここで、 n は、適切に選択された負ではない整数である。ここで、 $n=1$ のとき、標準4級PR信号が得られる。 $n=2$ のときはEPR4と呼ばれ、 $n=3$ のときE²PR4というように呼ばれる。

[0013] 等化法

図2に示すように、等化器106を実現するための典型的な方法としては、反エイリアシング (anti-aliasing) 及び「粗い」等化を実行する受信フィルタとしての継続時間フィルタ210を、所望の目標応答への等化を実行する等化フィルタとしての離散時間フィルタ230と組合わせて用いる。量子化器220は、継続時間フィルタ210の出力を離散時間信号に変換するために用いられる。ヘッド/媒体/プレアンプ102からの読出し信号は、入力ノイズの帯域制限のために継続時間フィルタ210に入力される。サンプリングされたアナログ信号処理が用いられる場合には、量子化器220は、サンプルアンドホールド回路である。デジタル信号処理技術の場合には、量子化器220は、アナログデジタル変換器である。線形離散時間フィルタ230は、PR受信機にける重要な処理ステップである実際の等化機能を実行する。線形離散時間フィルタ230は、有限インパルス応答 (FIR) フィルタ、タップ付遅延線、トランスバーサルフィルタを含む様々な手段によって実現可能である。磁気ディスクドライブのためのPRML読出しチャンネルが、等化用のFIRフィルタを用いることが増えてきている。FIRフィルタは、読出し信号104について予め定められた数の連続したサンプル値をとり、各サンプル値を規定量だけスケールし、スケール値を合計してフィルタ出力を作成する。スケール係数は、タップ重みまたはフィルタ係数と呼ばれる。

[0014] FIR構造によれば、フィルタ係数を変化させることにより、フィルタ応答を、容易に変化させることができる。実際のところ、係数は、適切なアルゴリズムを用いてほとんど実時間で、或いは実時間で変化させることができる。この特徴により、FIR構造は、磁

$$H(s) = \frac{\prod (s - z_i)}{\prod (s - p_i)}$$

ここで、 s は複素数ラプラス変数 ($=j\omega$) であり、 z_i 及び p_i は、それぞれ伝達関数のゼロと極である。ゼロの数は通常2から4であり、通常6から8である極の数より少ない。

[0021] ERフィルタ設計の問題点には、EPR4目標出力を達成するために極とゼロを決定することが含

気ディスクドライブシステムの場合のようなマルチレート信号処理及び「時間変動」チャンネルを含む用途に良く適したものとなる。

[0015] PRML読出しチャンネルの複雑性は、等化器106の実現形態に大きく依存している。FIR構造を用いた場合、PRML読出しチャンネルの複雑性は、必要とされるタップ重みの数に依存し、タップ重みの数は、ヘッド/媒体のある組合わせに対する動作線形密度及び継続時間フィルタ210の伝達関数に依存する。

[0016] 一般に、継続時間フィルタ210には、低域フィルタが選択され、線形離散時間フィルタ230は、サンプルアナログFIRフィルタである。したがって、すべての等化は、10個までのタップ重みを用いてサンプルアナログFIRフィルタ内で実行される。タップ重みの数を減少するには、等化機能を、継続時間フィルタ及びFIRフィルタに分割すればよい。

[0017] FIRフィルタの使用によって、多くの問題が生じる。例えば、デジタルFIRは、集積回路上の広い領域を必要とし、可能な集積度を減少させる。さらに、デジタルFIRフィルタは、高出力で使用されるため、携帯コンピュータなどの電源が制限された装置には不向きである。更に、必要な分解能を得るためには、多数のタップ重みが必要である。タップ重みのすべてを最適化することは、非常に複雑であり、時間がかかる。したがって、FIRフィルタはリアルタイムで適応的に使用するには不向きとなる。

[0018] 従来の継続時間フィルタ及び従来の線形離散時間フィルタは、等化受信 (ER) フィルタに置き換えることが可能である。これは、従来の継続時間フィルタ及び従来の線形離散時間フィルタの機能を実行する、単一の継続時間フィルタである。ERフィルタを用いることにより、読出し信号を等化するために従来の構造において用いられていたFIRフィルタを省くことができ、これにより、EPR4信号を生成する方法及びシステムは簡略化される。

[0019] ERフィルタは、最も一般的には伝達関数 $H(s)$ によって特徴づけられる。

[0020]

[数1]

(1)

まれている。これは、誤差値を最小化する適切な最適化技術を選択することにより解決できる。例えば、 $H(j\omega)$ と次式で与えられる所望の伝達関数 $D(j\omega)$ との間の平均二乗誤差を最小にすることができる。

[0022]

[数2]

$$D(j\omega) = \frac{T(j\omega)}{C(j\omega)}$$

(2)

ここで、 $T(j\omega)$ は、目標EPR4パルス応答スペクトルであり、 $2\sin(\omega T)\cos(\omega T/2)$ によって与えられる。 $C(j\omega)$ は、ERフィルタの入力におけるチャンネル（ヘッド／媒体／プレアンプ／VGA）の総合のパルス応答スペクトルである。関数 $C(j\omega)$ は、適切なチャンネル識別方法を用いて決定してもよい。

【0023】ディスクドライブ用途においては、一般に、関数 $C(j\omega)$ は利用できない。また、製造中に $C(j\omega)$ を明確に決定することも実現不可能である。しかしながら、単一の継続時間フィルタを用いてEPR4信号を生成する簡単な手段は、ほとんど実時間で伝達関数の極及びゼロを決定するための修正された手順とともに用いられる。

【0024】図3は、式(1)において与えられる伝達関数 $H(s)$ を有するERフィルタ310を最適化することができるシステムを示している。既知の信号 $a(kT)$

$$d(kT) = a[kT] + a[(k-1)T]$$

$$-a[(k-2)T] - a[(k-3)T]$$

(3)

既知の信号 $a(kT)$ は、ERフィルタ310の入力端子305上に、既知の未等化信号として、記憶装置から読み出される。未等化信号は、ERフィルタ310によって等化され、ERフィルタ310の出力端子315上に等化信号が出力される。等化された信号は、アナログデジタル変換器320の入力端子321上に入力される。等化された信号は、アナログデジタル変換器320によってサンプリングされ、デジタル化され、アナログデジタル変換器320の出力端子325上に離散時間デジタル等化信号が出力される。離散時間デジタル等化信号は、デジタル等化信号 $y(kT)$ と呼ばれ、既知の信号 $a(kT)$ と既知の信号 $d(kT)$ に等しいサンプル間インターバル T を有している。加算器330は、加算器330の正の入力端子332上のデジタル等化信号 $y(kT)$ から加算器330の負の入力端子331上の既知の信号 $d(kT)$ を減算して、加算器330の出力端子333に誤差信号 $e(kT)$ を出力する。

【0027】誤差信号 $e(kT)$ は、デジタル等化信号 $y(kT)$ の平均二乗誤差を計算するために最適化器340によって用いられる。そして、最適化器340は、標準勾配法 (standard gradient method) を用いて、平均二乗誤差に基づいて、ERフィルタ310の極とゼロの位置を最適化する。或いは、最適化器340は、数式(1)の分子及び分母の多項式の係数を最適化することもできる。極及びゼロ（或いは係数）の初期推定値が、最適化器340の入力端子342に与えられ、ERフィルタ310の最適化を初期化する。極およびゼロの初期推定値は、媒体特性、ヘッ

T ）は、例えばディスクドライブなどの記憶装置に書き込まれる。既知の信号 $a(kT)$ は、サンプル間にインターバル T を有する離散時間信号である。既知の信号 $a(kT)$ は、多様なサンプルを提供するように、非周期的で比較的ランダムなものでなければならない。疑似ランダム信号は、シフトレジスタ及び

【0025】

【外1】

$$x^7 \oplus x^4 \oplus 1$$

のような生成多項式を用いて生成することができる。既知の信号 $a(kT)$ は、適切な4級PR伝達関数によって既知の信号 $d(kT)$ に変換される。例えば、EPR4において $d(kT)$ は下記数3によって与えられる。

【0026】

【数3】

ド特性、データレートなどの要因に依存する。非適応化システムにおいて極及びゼロの位置を設定するために用いられる従来の方法を、適応システムの初期推定値について使用することが可能である。

【0028】最適化器340は、新たな極及びゼロ（或いは係数）を計算し、新たな推定値を最適化器340の出力端子345からデジタルアナログ変換器（DAC）バンク350に送る。DACバンク350は、新たな極及びゼロ（或いは係数）をアナログ信号に変換して、ERフィルタ350の極およびゼロを移動させる。加算器330、最適化器340、DACバンク350は、ハードウェアやファームウェア、マイクロコントローラやマイクロプロセッサとソフトウェア、或いはこれらの組み合わせによって、完全に実現することができる。

【0029】最適化手順をどのように実現するかにかかわらず、ERフィルタパラメータ、即ち極及びゼロは、上述の手法を用いて、あるチャンネル（ヘッド／媒体の組み合わせ）やデータレートに対してカスタマイズすることができる。したがって、図3に示したシステムは、定密度記録の磁気ディスクドライブなどのマルチレートの用途に用いることができる。

【0030】

【発明が解決しようとする課題】式(1)による典型的なERフィルタの設計には、2つの大きな欠点がある。第1の欠点は、可変パラメータの数が多くなりすぎてしまうことである。ERフィルタにおいて、各データゾーン及びヘッド／媒体の各組み合わせに対して、8～12個のパラメータ（2～4個のゼロ＋6～8個の極）が必要

である。1ディスク2ヘッドで16データゾーンの最も簡単なディスクドライブ構成であっても、このような多数のパラメータの決定及び保存には時間がかかり、コストが高くなってしまふ。したがって、従来のシステムは、ディスクドライブの実際の動作中における、ディスクドライブの状態変化に適合させるには適していない。

【0031】さらに、フィルタパラメータを決定するために使用される最適化手順は、一般に、通常は平均二乗誤差(MSE)として選択される、コスト関数に対するグローバル最小値を示さない。したがって、極／ゼロの初期値は、パラメータ最適化の間に局所最小値に固定されないように慎重に選択しなければならない。

【0032】さらに、ERフィルタには、環境変化、特に、正の供給電圧 V_{cc} と温度の変化に依存しないことが要求される。残念ながら、集積回路の実現に通常用いられるデバイスは、電圧及び温度依存性を有している。したがって、単純に集積化されたフィルタは、電圧及び温度に依存した応答を有している。この問題を克服するために、2つの主な補償策が用いられる。1つは、マスタスレーブ方式の使用であり、要求されるフィルタを別個のマスタフィルタに従属させ、このマスタフィルタを一定入力チューニンググループにより制御する。マスタスレーブチューニングの欠点には、マスタフィルタのための特別の回路及び電源、既知入力信号の発生、マスタフィルタとスレーブフィルタの特性の温度依存性不整合が含まれる。

【0033】しばしば用いられるもうひとつの補償策は、電圧及び温度の関数としてのフィルタ応答についての知識を必要とする。フィルタチューニング変数は、温度及び電圧の逆関数として歪められる。そこで、総合的フィルタ特性は、電圧及び温度にはかなり依存しなくなる。この方法の課題は、チューニング変数の適切な歪みを簡単に達成することである。

【0034】そこで、正確で、容易に最適化でき、記憶装置の実際の動作中に、自己適応化できる、読出しチャネル装置の読出し信号を処理するシステム及び方法が求められている。さらに、システムは、温度及び電圧供給レベルにおける変動を補償できなければならない。

【0035】本発明の課題は、記憶装置の読出しシステムに含まれるERフィルタを、正確で容易に最適化でき、かつ記憶装置の実際の動作中に、自己適応化できるERフィルタ最適化方法を提供することにある。

【0036】本発明のもう一つの課題は、記憶装置の読出しシステムに含まれるERフィルタを、正確で容易に最適化でき、かつ記憶装置の実際の動作中に、自己適応化できるERフィルタ最適化装置を提供することにある。

【0037】本発明の別の課題は、記憶装置の読出しシステムの温度及び電圧供給レベルにおける変動を補償できる温度／電圧補償回路を提供することにある。

【0038】

【課題を解決するための手段】本発明の第1の態様によれば、記憶装置の読出しシステムに含まれる、極(pole)パラメータ及びゼロを有するER(等化受信: equalization and receive)フィルタを最適化するための方法において、前記記憶装置からサンプル値を読み出すステップと、理想値を決定するステップと、前記サンプル値と前記理想値との間の誤差値を計算するステップと、前記極パラメータを前記誤差値が最小になるように変更するステップとを含むことを特徴とするERフィルタ最適化方法が得られる。

【0039】本発明の第2の態様によれば、前記第1の態様によるERフィルタ最適化方法において、前記ERフィルタの前記ゼロを前記誤差値が最小になるように変更するステップをさらに含むことを特徴とするERフィルタ最適化方法が得られる。

【0040】本発明の第3の態様によれば、前記第1の態様によるERフィルタ最適化方法において、前記サンプル値は、ユーザ専用(customer)データであることを特徴とするERフィルタ最適化方法が得られる。

【0041】本発明の第4の態様によれば、前記第1の態様によるERフィルタ最適化方法において、前記極パラメータは、前記ERフィルタのカットオフ周波数パラメータであることを特徴とするERフィルタ最適化方法が得られる。

【0042】本発明の第5の態様によれば、記憶装置の読出しシステムに含まれる、極(pole)パラメータ及びゼロを有するER(等化受信: equalization and receive)フィルタを最適化するための装置において、前記記憶装置からサンプル値を読み出す手段と、理想値を決定する手段と、前記サンプル値と前記理想値との間の誤差値を計算する手段と、前記極パラメータを前記誤差値が最小になるように変更する手段とを含むことを特徴とするERフィルタ最適化装置が得られる。

【0043】本発明の第6の態様によれば、前記第5の態様によるERフィルタ最適化装置において、前記ERフィルタの前記ゼロを前記誤差値が最小になるように変更する手段をさらに含むことを特徴とする請求項5に記載のERフィルタ最適化装置が得られる。

【0044】本発明の第7の態様によれば、前記第5の態様によるERフィルタ最適化装置において、前記サンプル値は、ユーザ専用(customer)データであることを特徴とするERフィルタ最適化装置が得られる。

【0045】本発明の第8の態様によれば、前記第5の態様によるERフィルタ最適化装置において、前記極パラメータは、前記ERフィルタのカットオフ周波数パラメータであることを特徴とするERフィルタ最適化装置が得られる。

【0046】本発明の第9の態様によれば、記憶装置の読出しシステムに含まれる、カットオフ周波数及び複数

個のゼロを有する E R (等化受信: equalization and receive) フィルタを最適化するための方法において、前記カットオフ周波数に対するカットオフ値及び前記複数個のゼロに対する複数個のフィルタゼロ値を決定するステップと、前記記憶装置から複数個 M 個のサンプル値として読み出すステップと、前記 M 個のサンプル値の各々に関する理想値を決定し、M 個の理想値を出力するステップと、前記サンプル値と前記理想値との間の平均二乗誤差値を計算するステップと、前記カットオフ値と前記フィルタゼロ値の各々を変更し、前記平均二乗誤差値を最小化するステップと、前記カットオフ値をチューニング(tuning)電流に変換するステップと、前記フィルタゼロ値の各々をフィルタゼロ電圧に変換するステップと、前記チューニング電流をバイアス電圧に変換するステップと、前記バイアス電圧及び前記フィルタゼロ値の各々を前記 E R フィルタに与え、前記 E R フィルタの前記カットオフ周波数及び前記複数個のゼロを調節するステップとを含むことを特徴とする E R フィルタ最適化方法。

【0047】本発明の第 1 0 の態様によれば、チューニング(tuning)電流入力端子と、電圧入力端子と、電圧出力端子とを有する温度／電圧補償回路において、前記チューニング電流入力端子に接続される第 1 の電流端子と、接地された第 1 の電源端子と、第 2 の電流端子とを有する第 1 のカレントミラーと、前記第 1 のカレントミラーの前記第 2 の電流端子に接続された第 3 の電流端子と、正の供給電圧を印加される第 2 の電源端子と、第 4 の電流端子とを有する第 2 のカレントミラーと、前記電圧入力端子と前記第 2 のカレントミラーの前記第 4 の電流端子とに接続された第 1 の電源端子と、前記チューニング電流入力端子と前記電圧出力端子とに接続された制御端子と、接地された第 2 の電源端子とを有する整合(matching)トランジスタとを備えたことを特徴とする温度／電圧補償回路が得られる。

【0048】本発明の第 1 1 の態様によれば、前記第 1 0 の態様による温度／電圧補償回路において、前記電圧入力端子に接続された第 2 の制御端子と、前記第 2 のカレントミラーの前記第 4 の電流端子に接続された第 3 の電源端子と、前記整合トランジスタの前記第 1 の電源端子に接続された第 4 の電源端子とを有する第 2 のトランジスタをさらに備え、前記整合トランジスタの前記第 1 の電源端子は、前記電圧入力端子と前記第 2 のカレントミラーの前記第 4 の電流端子とに、前記第 2 のトランジスタを介して接続されていることを特徴とする温度／電圧補償回路が得られる。

【0049】本発明の第 1 2 の態様によれば、前記第 1 0 の態様による温度／電圧補償回路において、前記整合トランジスタは、M O S F E T であることを特徴とする温度／電圧補償回路が得られる。

【0050】本発明の第 1 3 の態様によれば、前記第 1

1 の態様による温度／電圧補償回路において、前記第 2 のトランジスタは、バイポーラトランジスタであることを特徴とする温度／電圧補償回路が得られる。

【0051】このように本発明によれば、記憶装置の読出しシステムの E R フィルタが最適化される。通常、記憶装置は、磁気ディスクドライブであるが、この読出しシステムは、その他の記憶装置にも適応することができる。E R フィルタは、入力信号を等化して、理想的には目標信号の特性に整合する等化信号を出力する。したがって、E R フィルタの最適化は、目標信号の特性と等化信号の特性との間の誤差値を減少させる。E R フィルタの最適化は、記憶装置からサンプル値を読み出し、サンプル値と理想値との間の誤差値を計算することにより達成される。1 態様においては、カットオフ周波数などの極パラメータを、誤差値が最小となるように変更する。他の態様においても、誤差値を最小とするように、E R フィルタのゼロの変更する。さらに、最適化を、いくつかのサンプルに亘って行ない、これらサンプルの平均二乗誤差を誤差値として用いることもできる。

【0052】別の態様においては、極パラメータは、チューニング電流に変換され、これはバイアス電圧に調整される。このバイアス電圧は、E R フィルタのテールトランジスタに与えられ、E R フィルタの極位置を変更する。

【0053】E R フィルタを形成するために用いられる構成要素の特性は、一般に、温度及び供給電圧によって変化する。温度依存性は、E R フィルタの最適化を妨げる。したがって、読出しシステムのいくつかの態様においては、温度／電圧補償回路を用いて、E R フィルタにおける温度及び供給電圧依存性を補償するバイアス電圧を発生させる。

【0054】温度／電圧補償回路の 1 例は、チューニング電流及び入力電圧を受けて、バイアス電圧を出力する。この回路は、2 つのカレントミラーを有し、チューニング電流が第 1 のカレントミラーの第 1 の電流端子に入力される。第 1 のカレントミラーの第 2 の電流端子は、第 2 のカレントミラーの第 3 の電流端子に接続されている。第 2 のカレントミラーの第 4 の電流端子は、入力電圧によってバイアスされる整合トランジスタの第 1 の電源端子に接続されている。整合トランジスタの制御端子は、第 1 のカレントミラーの第 1 の端子に接続されている。整合トランジスタの制御端子からバイアス電圧がとり出される。

【0055】機能的には、整合トランジスタは、E R フィルタ内の目標トランジスタのバイアス状態に整合するようにバイアスされる。カレントミラーは、整合トランジスタを通過するチューニング電流を強制する。そして、整合トランジスタの制御端子の電圧は、目標トランジスタのチューニング電流に等しい電流を駆動するために必要な電圧にされる。したがって、整合トランジスタ

の制御端子における電圧は、バイアス電圧出力として用いられる。

【0056】

【発明の実施の形態】本発明の原理によれば、従来の読出し信号処理によって課せられる制限を克服することができる。ERフィルタは、パラメータの最小限のセットを用いて最適化され、したがって、記憶装置の実際の動作中に、パラメータの最適値をリアルタイムで決定することができる。パラメータは、局所化した最適化点が存在しないように選択される。したがって、この最適化方

$$H(s) = \frac{s^2 + (Z_a - Z_b)s - 2Z_a Z_b}{\prod_{n=1}^N (s - p_n)} \quad (4)$$

ここで、 Z_a 及び Z_b は非負の値であり、 P_n は、低域フィルタ伝達関数の極である。 $H(s)$ は、 N 次低域フィルタと 2 次オールゼロフィルタの継続と見ることができる。 N の値を、規定されたストップバンド減衰特性を達成するように選択してもよい。

【0059】単位直流利得を仮定すると、 N 次低域フィルタは、一般に、 N 個のパラメータによって特徴づけられる。設計上の複雑性を減少させるために、低域フィルタは、バターワース、チェビシェフ、エリプティックを含む種々の入手可能なフィルタから選択すればよい。このようなフィルタは、通常、フィルタの次数とは関係なく、1 つあるいは 2 つのパラメータによって特徴づけられる。例えば、 N 次バターワースフィルタは、2 つのパラメータ、即ち、カットオフ周波数 ω_c と通過帯域ロールオフにより特徴づけられる。ロールオフ値を規定する

$$P(s) = 1 / \left[\left(\frac{s}{\omega_c} \right)^{7+d_6} \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^{6+d_6} \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^{5+d_5} \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^4 + d_3 \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^3 + d_2 \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^2 + d_1 \left(\frac{s}{\omega_c} \right) + d_0 \right]$$

ここで、 d_i は既知の定数である。式 (5) の伝達関数は、ただ 1 つの極パラメータ ω_c 、即ちカットオフ周波数の決定を必要とする。式 (4) 及び $P(s)$ に基き、ERフィルタの設計及び最適化における問題は、3 つのパラメータ Z_a 、 Z_b 、 Z_c の最適化になる。これらのパラメータは、以下に述べる最適化手順を用いて決定することができる。

【0062】 Z_a 、 Z_b 、 Z_c の最適化

ERフィルタパラメータの最適化は、2 つのモードで実行される。既知のデータ信号を用いる初期設定モードは、例えば、記憶装置の製造中、または製造後に所定の間隔において、または電源投入時、または電源投入後の所定の間隔で実行される。未知のユーザデータを用いるトラッキングモードは、記憶装置の通常の動作中にリアルタイムで実行される。

法は、ERフィルタのパラメータについてグローバルな最適化点を決定することができる。さらに、ERフィルタの温度及び電圧補償は、ERフィルタ用の新たな補償回路を用いて行われる。

【0057】部分応答信号を生成するために用いられる ERフィルタは、単一の継続時間フィルタである。ERフィルタのフィルタ伝達関数は、例えば下記の数 4 であらわすことができる。

【0058】

【数 4】

ことにより、フィルタ応答を特定するには、カットオフ周波数を決定するだけでよい。このようにして、全体的な設計上の問題は、非常に簡素化される。

【0060】この原理を用いることにより、EPR 4 部分応答を発生させるための ERフィルタの実現をより容易に最適化することができる。磁気記憶の用途については、ヘッド/媒体位相応答は、ほぼ線形である。EPR 4 チャネルの総合線形位相応答要件を満たすために、相対的線形位相応答をもつ低域フィルタ構造もまた用いられる。特に、本発明の 1 態様においては、ERフィルタは、下記数 5 によって与えられる伝達関数 $P(s)$ を有する 7 次 0.5 dB 等リップルフィルタである。

【0061】

【数 5】

(5)

【0063】図 4 は、本発明の 1 実施例を用いた EPR ML 読出しシステムのブロック図である。EPR ML 読出しシステムは、磁気ディスクドライブシステムに理想的には [ideally] 適している。読出しヘッド 403 は、媒体 404 のデータを読み出し、アナログ読出し信号を供給する。アナログ読出し信号は、可変利得増幅器 (VGA) 405 の入力端子に受けとられる。可変利得増幅器 405 の出力端子 406 上の VGA 出力信号は、等化/受信 (ER) フィルタブロック 410 に送られる。ER フィルタブロック 410 は、出力端子 412 上に等化信号を生成する。サンプルアンドホールド回路 (S/H) 415 は、サンプルアンドホールド回路 415 の入力端子 414 上の等化信号をサンプリングして、フラッシュコンパレータ 420 に対して、安定信号をサンプルアンドホールド回路 415 の出力端子 416 上に

供給する。フラッシュコンパレータ 4 2 0 の出力は、アナログデジタル復号器 (ADC) 4 2 5 によって復号され、アナログデジタル復号器 4 2 5 の出力端子 4 2 6 上に離散時間デジタル等化信号を出力する。離散時間デジタル等化信号は、また、 $y(kT)$ としても表される。ここで、 T はサンプリング間隔であり、 k は整数である。デジタル等化信号 $y(kT)$ は、フィルタ最適化ブロック 4 3 3 の出力端子 4 3 4 上に ER フィルタブロック 4 1 0 に対するフィルタ最適化パラメータを与えるために、フィルタ最適化ブロック 4 3 3 によって使用される。1 実施例においては、最適化パラメータは、 ω_c 、 Z_o 、 Z_b である。ピタビ検出器 4 9 5 は、デジタル等化信号をユーザデータに変換するために必要な最尤度検出を実行する。

【0064】アナログ利得獲得ブロック 4 3 0、利得ループフィルタ 4 9 0、デジタル利得獲得回路 4 5 0、デジタル利得トラッキング回路 4 5 5、デジタルアナログ変換器 4 6 5、デジタルアナログ変換器 4 7 0 は、自動利得制御ループを形成し、可変利得増幅器 4 0 5 を適応的に制御して出力端子 4 0 6 上の V G A 出力信号の振幅を所定のレベルに調節する。自動利得ループの操作を容易にするための方法、回路、技術は、Shin-Ming Shih, James W. Rae, Richard A. Contrera, Jenn-Gang Chern らによる米国特許出願第 0 8 / 6 9 3 5 8 7 号「サンプルデータ受信機におけるアナログデジタル組合せ自動利得制御の方法及び構造」(代理人整理番号 M-3712) において述べられており、これは参照として本明細書中に組み入れる。

【0065】デジタルアナログ変換器 4 4 0、デジタルタイミングトラッキング回路 4 4 5、デジタルアナログ変換器 4 6 0、ループフィルタ 4 7 5、ゼロ相再起動回路 4 8 0、電圧制御発振器 4 3 5 は、位相同期回路を形成し、サンプルアンドホールド回路 4 1 5 を適応的に制御して、ER フィルタブロック 4 1 0 の出力を、データを記憶装置に入れるために用いた書き込みクロックに同期したクロックを用いてサンプリングする。位相同期回路の動作を容易にするための方法、回路、技術は、Shin-Ming Shih, Tzu-wang Pan, Jenn-Gang Chern らによる米国特許出願第 0 8 / 6 9 5 3 2 7 号「複雑度及び待ち時間を減少さ

$$e = (1/M) \sum_{k=1}^M [y(kT) - d(kT)]^2 \quad (6)$$

ここで、 $y(kT)$ は、アナログデジタル変換器 4 2 5 からの等化サンプル信号であり、 $d(kT)$ は、記憶装置上の既知データ信号 $a(kT)$ の既知理想 E P R 4 応答であり、 M は、平均化処理に用いられるサンプリング点の数である。等化サンプル信号 $y(kT)$ は、ER フィルタブロック 4 1 0 の出力端子 4 1 2 上の等化信号から生成されるため、等化サンプル信号 $y(kT)$ は、最

せたサンプルデータタイミング復旧のための方法及び構造」(代理人整理番号 M-3711) において述べられており、これは参照として本明細書中に組み入れる。

【0066】本発明の 1 実施例においては、図 4 の種々のブロックは、フィルタ最適化ブロック 4 3 3 を除いて、ひとつの集積回路上に実現される。この実施例においては、フィルタ最適化ブロック 4 3 3 は、ハードウェア、ファームウェア、マイクロコントローラやマイクロプロセッサを用いたソフトウェア、或いはそれらの組合せにおいて実現可能である。

【0067】初期化モードは、既知データ信号 $a(kT)$ を記憶装置上に書込むことにより開始する。既知データ信号 $a(kT)$ は、擬似ランダムシーケンスでなければならない。1 実施例においては、データ信号 $a(kT)$ は、生成多項式

【0068】

【外 2】

$$x^7 \oplus x^4 \oplus 1$$

を用いて生成される。ER フィルタパラメータ ω_c 、 Z_o 、 Z_b の初期値は、フィルタ入力信号の従来のオフライン特徴づけによって、最適設定にかなり近似するように選択することができる。記憶装置からの読出し信号は、図 4 に示すような E P R M L 読出しシステムによって得られる。本発明のいくつかの実施例においては、既知データ信号 $a(kT)$ は、記憶媒体上の専用トラックに記憶される。他の実施例においては、一組のトラックのうちの一部は、初期化モード用に確保されている。

【0069】図 5 は、初期化モード中に、パラメータ ω_c 、 Z_o 、 Z_b を用いて ER フィルタを最適化するフィルタ最適化ブロック 4 3 3 の一部を示すブロック図である。ER フィルタ最適化の問題は、様々な方法によって解決することができる。図 5 の実施例においては、適応デジタル信号処理に通常使用される最小平均二乗誤差 (M M S E) 基準が、誤差値として用いられる。他の実施例においては、誤差値として、誤差の絶対値の平均値を用いている。

【0070】平均二乗誤差 (M S E) は下記数 6 により定義される。

【0071】

【数 6】

最適化パラメータ Z_o 、 Z_b 、 ω_c に依存する。したがって、 Z_o 、 Z_b 、 ω_c の値を変化させると、平均二乗誤差の値も変化する。

【0072】図 5 において、既知データ信号 $a(kT)$ は、E P R 4 発生器 5 1 0 によって、E P R 4 信号 $d(kT)$ に変換される。E P R 4 発生器 5 1 0 は、上記の数式 (3) を実行する。加算器 5 2 0 は、加算器 5 2

0の入力端子522上の等化サンプル信号 $y(kT)$ から加算器520の入力端子521上の既知理想EPR4信号 $d(kT)$ を減算して、加算器520の出力端子523上に誤差信号 $e(kT)$ を生成する。二乗演算器560は、誤差信号 $e(kT)$ を二乗して合計演算器570に与える。合計演算器570は、二乗された誤差信号を得て、M個のデータサンプルについて、平均二乗誤差を計算する。パラメータスキャナ590は、入力端子592上に平均二乗誤差を受けとる。制御変数は、制御入力端子591からパラメータスキャナ590に与えられる。各種制御変数には、どのパラメータを変更するか、パラメータの範囲、パラメータの走査増分が含まれる。パラメータスキャナ590は、平均二乗誤差を最小にするために、パラメータの走査増分をパラメータに加算したり、減算したりすることによってパラメータの値を変更する。パラメータ ω_c の新規値は記憶素子530に、パラメータ Z_c の新規値は記憶素子540に、パラメータ Z_s の新規値は記憶素子550に、それぞれ書込まれる。そして、新たな最適化パラメータは、ERフィルタ410に送られる。ハードウェアでの実現においては、記憶素子530、記憶素子540、記憶素子550は、例えば、ラッチやレジスタである。1態様においては、最適化パラメータは、8ビットにデジタル化される。

【0073】フィルタ最適化ブロック433の1態様においては、一度に1つのパラメータだけが最適化される。すなわち、 ω_c が、入力端子592上の平均二乗誤差を最小にするために最適化され、 Z_c 及び Z_s は初期推定値に維持されている。つぎに、 Z_c が、入力端子592上の平均二乗誤差を最小にするために最適化され、 ω_c 及び Z_s は一定値に維持されてる。最後に、 Z_s が、入力端子592上の平均二乗誤差を最小にするために最適化され、 ω_c 及び Z_c は一定に維持される。最適化は、パラメータの値を、可能な範囲の下限值に設定し、つぎに、パラメータを可能な範囲内の上限までステップサイズずつ増加させることにより実行できる。各ステップにおいて、誤差値を計算する。最小誤差値を発生するパラメータの値が最適値として選択される。

【0074】フィルタ最適化ブロック433の別の態様においては、パラメータスキャナ590は、予め指定された何組かの最適化パラメータのみをテストするように簡素化される。例えば、記憶装置の設計者は、数組のパラメータを指定することができ、この場合、パラメータスキャナ590は、予め指定された各組のパラメータをテストし、予め指定されたパラメータのどの組が、平均二乗誤差の最小値を発生するのに最適であるか決定する。あらかじめ選択されたセットは、媒体の特性、ヘッドの特性、データレートなどのファクターに基づいた従来方法によって決定される。

【0075】図6は、 $Z_c = Z_s$ と仮定した場合の、Lorentzianチャネルモデルのについて、 Z_c 及

び ω_c の関数としての平均二乗誤差値の等高線図を示している。ここで、MSEは、 Z_c 及び ω_c の凸関数である。 Z_c 及び ω_c の最適値は、平均二乗誤差が最小となるポイントとして定義される。これらの値は、初期開始点を選択し、最小平均二乗誤差が達成されるまで Z_c 及び ω_c の値を精製することにより反復的に発見することができる。各パラメータに関する平均二乗誤差の勾配は、パラメータを増加すべきか、減少すべきかを規定する。勾配がゼロの場合には、パラメータを変化させない。これらの結果の値が、最小平均二乗誤差に対応する。 Z_c の最適値も、同様に決定される。

【0076】トラッキングモードとも呼ばれる記憶装置の実際の動作中、図4のEPRML読出しシステムは、構成要素のエージング、媒体における不均一性、機械的許容誤差などによる、読出し信号の緩慢な変化を補償しなければならない。したがって、トラッキングモード中の利用者データを用いて、記憶装置の実際の使用中の状態の変化にERフィルタを適応化させなければならない。

【0077】図7は、トラッキングモード中に、ERフィルタパラメータ ω_c 、 Z_c 、 Z_s を最適化するためのフィルタ最適化ブロック433の一部を示すブロック図である。ERフィルタ最適化の問題は、様々な誤差値の種類を最小に抑えることによって解決することができる。図7の態様においては、最小平均二乗誤差(MMSE)基準が再び用いられる。しかしながら、トラッキングモードでは、既知データ信号 $a(kT)$ の代わりに利用者データを使用するため、信号 $d(kT)$ の計算を修正しなければならない。既知理想EPR4応答の代わりに、信号 $d(kT)$ が推定EPR4応答として生成される。

【0078】図7に示すように、等化サンプル信号 $y(kT)$ は、推定EPR4応答信号 $d(kT)$ を計算するために、EPR4推定器710によって用いられる。即ち、各データサンプル $y(nT)$ は、最も近い理想EPR4信号値に丸められる。理想EPR4信号値は、-2、-1、0、1、2である。加算器720は、推定EPR4信号 $d(kT)$ を、等化サンプル信号 $y(kT)$ から減算して、誤差信号 $e(kT)$ を生成する。二乗演算器730は、誤差信号 $e(kT)$ を二乗して、合計演算器740に与える。合計演算器740は、二乗された誤差信号を得て、M個のデータサンプルについて平均二乗誤差を計算する。記憶素子750は、Mサンプリングインターバルについて平均二乗誤差を記憶するため、加算器760は、Mインターバルごとに平均二乗誤差の変化を計算して、パラメータ更新器770に与えることができる。

【0079】パラメータ更新器770は、現在の平均二乗誤差と前回のサンプリングインターバルの平均二乗誤差との差に基づいて、動作パラメータを計算する。即

ち、 $\omega_c [(n+1) T]$ 、 $Z_a [(n+1) T]$ 、 $Z_b [(n+1) T]$ で示される計算されたパラメータは、
時間 $(n+1) T$ における最適化パラメータをあらわし

ており、下記数 7、数 8、数 9 によって導き出される。

【0080】

【数 7】

$$\omega_c [(n+1) T] = \omega_c [n T] - \Delta \omega_c [(n+1) T] *$$

$$\frac{[\varepsilon_H (n T) - \varepsilon_H [(n-1) T]]}{\Delta \omega_c (n T)}$$

(7)

【0081】

10 【数 8】

$$Z_a [(n+1) T] = Z_a [n T] - \Delta Z_a [(n+1) T] *$$

$$\frac{[\varepsilon_H (n T) - \varepsilon_H [(n-1) T]]}{\Delta Z_a (n T)}$$

(8)

【0082】

【数 9】

$$Z_b [(n+1) T] = Z_b [n T] - \Delta Z_b [(n+1) T] *$$

$$\frac{[\varepsilon_H (n T) - \varepsilon_H [(n-1) T]]}{\Delta Z_b (n T)}$$

(9)

ここで、 $\varepsilon_H (n T)$ は、時間 $n T$ における平均二乗誤差であり、 $\Delta \omega_c (n T)$ は、時間 $n T$ における ω_c に対するステップサイズ更新関数の値であり、 $\Delta Z_a (n T)$ は、時間 $n T$ における Z_a に対するステップサイズ更新関数の値であり、 $\Delta Z_b (n T)$ は、時間 $n T$ における Z_b に対するステップサイズ更新関数の値である。

ステップサイズ更新関数は、収束の速度を制御する。1 30 状態においては、ステップサイズ更新関数は、単純に一

定の関数である。別の状態では、単調に減少する関数を用いることができる。

【0083】本発明の別の状態においては、更新器 7 7 0 は下記数 10、数 11、数 12 を用いて動作パラメータを計算するように、簡素化される。

【0084】

【数 10】

$$\begin{aligned} \omega_c [(n+1) T] = & \omega_c [n T] - [\Delta \omega_c [(n+1) T] * \\ & \text{sign} [\varepsilon_H (n T) - \varepsilon_H [(n-1) T]] * \text{sign} (\Delta \omega_c (n T))] \end{aligned}$$

(10)

【0085】

【数 11】

$$\begin{aligned} Z_a [(n+1) T] = & Z_a [n T] - [\Delta Z_a [(n+1) T] * \\ & \text{sign} [\varepsilon_H (n T) - \varepsilon_H [(n-1) T]] * \text{sign} (\Delta Z_a (n T))] \end{aligned}$$

(11)

【0086】

【数 12】

$$\begin{aligned} Z_b [(n+1) T] = & Z_b [n T] - [\Delta Z_b [(n+1) T] * \\ & \text{sign} [\varepsilon_H (n T) - \varepsilon_H [(n-1) T]] * \text{sign} (\Delta Z_b (n T))] \end{aligned}$$

(12)

ここで、 $\text{sign} (x)$ は、以下のように定義される。

【0087】 $x > 0$ ならば、 $\text{sign} (x) = 1$

$x = 0$ ならば、 $\text{sign} (x) = 0$

$x < 0$ ならば、 $\text{sign} (x) = -1$

トラッキングモードの間、ERフィルタをリアルタイム

で適応化しなければならないため、最適化パラメータは、通常、平列に計算される。パラメータ ω_c の新たな値は記憶素子 530 に、パラメータ Z_a の新たな値は記憶素子 540 に、パラメータ Z_b の新たな値は記憶素子 550 に、それぞれ書込まれる。そして、新たな最適化

パラメータは、ERフィルタブロック410に送られる。

【0088】一旦最適パラメータセットが決定されると、パラメータに対するERフィルタ最適化手順により、プロセスの変化及び回路の不完全性による非理想的な効果を補償することができるものの、ERフィルタは、規定された範囲を越えた電源及び温度変化についてもやはりを補償しなければならない。

【0089】図8は、ERフィルタブロック410の詳細なブロック図である。ERフィルタ自身は、GmCフィルタ810、GmCフィルタ820、GmCフィルタ830、GmCフィルタ840によって形成されている。各GmCフィルタは、複数の従来設計のGmブロックと従来設計のキャパシタを有している。ERフィルタの極は、2つのGmブロックと1つのキャパシタを必要とし、ERフィルタのゼロは、1つのGmブロックと1つのキャパシタを必要とする。しかしながら、いくつかの態様においては、ゼロと極とでキャパシタを共有することができる。図8の態様においては、ERフィルタは、7極2ゼロフィルタである。したがって、16個のGmCフィルタブロックが必要である。図8の態様は、また、ゼロに対して共用キャパシタを用いている。したがって、キャパシタは7個のみ必要である。各Gmブロックは、バイアス回路855から共通モード電圧VCMを与えられる。さらに、ERフィルタの極に用いられるGmブロックは、温度/電圧補償回路870から ω_c で示されるERフィルタのカットオフ周波数を設定するためのバイアス電圧 V_{ω_c} を与えられる。ゼロ用のGmCフィルタブロックはそれぞれ、ゼロの位置を制御するためのバイアス電圧を与えられる。Gmブロックの10 態様の詳細を図9を参照して説明する。

【0090】ERフィルタブロック410の入力端子406（図5及び図8）は、プレアンプ805の入力端子801に接続されている。プレアンプ805は、入力端子406上に与えられたVGA出力信号をさらに増幅し、プレアンプ805の出力端子806および807に、差動出力電圧信号を与える。GmCフィルタ810は、出力端子806に接続された入力端子811及び出力端子807に接続された入力端子812を有している。GmCフィルタ810は、5個のGmブロック及び2個の従来設計のキャパシタを含んでいる。各Gmブロックは、バイアス回路855から共通モード電圧VCMを与えられる。さらに、GmCフィルタ810の最初の4個のGmブロックは、温度/電圧補償回路870からバイアス電圧を受信する。GmCフィルタ810の最初の4個のGmブロックは、ERフィルタの2個の極を制御するために用いられる。ERフィルタのゼロを制御するために用いられるGmCフィルタ810の第5のGmブロックは、デジタルアナログ変換器890によって制御される。

【0091】GmCフィルタ820もまた、5個のGmブロックと従来設計の2個のキャパシタを含んでいる。GmCフィルタ820の入力端子821は、GmCフィルタ810の出力端子813に接続されている。GmCフィルタ820の入力端子822は、GmCフィルタ810の出力端子814に接続されている。GmCフィルタ820のGmブロックは、GmCフィルタ820の第5のGmブロックがデジタルアナログ変換器880によって制御されることを除いて、GmCフィルタ810と同様に構成されている。したがって、GmCフィルタ820の各Gmブロックは、バイアス回路855から共通モード電圧VCMを与えられる。GmCフィルタ820の最初の4個のGmブロックは、ERフィルタの2個の極を制御するために温度/電圧補償回路870からバイアス電圧 V_{ω_c} を与えられる。フィルタ820の第5のGmブロックは、ERフィルタの第2のゼロを制御する。

【0092】ERフィルタの2個の極を制御するために用いられるGmCフィルタ830は、4個のGmブロックと2個の従来設計のキャパシタを含んでいる。GmCフィルタ830の入力端子831は、GmCフィルタ820の出力端子823に接続されている。GmCフィルタ830の入力端子832は、GmCフィルタ820の出力端子824に接続されている。GmCフィルタ830の各Gmブロックは、バイアス回路855から共通モード電圧VCMを与えられる。GmCフィルタ830のGmブロックは、また、ERフィルタの2個の極を制御するために、温度/電圧補償回路870からバイアス電圧を与えられる。

【0093】ERフィルタの1個の極を制御するために用いられるGmCフィルタ840は、2個のGmブロックと1個の従来設計のキャパシタを含んでいる。GmCフィルタ840の入力端子841は、GmCフィルタ830の出力端子833に接続されている。GmCフィルタ840の入力端子842は、GmCフィルタ830の出力端子834に接続されている。GmCフィルタ840の各Gmブロックは、バイアス回路855から共通モード電圧VCMを与えられる。GmCフィルタ840のGmブロックは、また、ERフィルタの1個の極を制御するために、温度/電圧補償回路870からバイアス電圧 V_{ω_c} を与えられる。

【0094】従来設計の出力増幅器850は、GmCフィルタ840の出力端子843に接続された入力端子851とGmCフィルタ840の出力端子844に接続されている入力端子852とを含んでいる。出力増幅器850の出力端子853は、ERフィルタブロック410の出力端子412に接続されている。等化信号は、出力増幅器850によって、出力端子853上に与えられる。

50 【0095】バイアス回路855は、出力端子856上

に共通モード電圧VCMを与える。共通モード電圧VCMは、各Gmブロックに接続され、それにより、各Gmブロックが同一の参照電圧を有することになる。共通モード電圧VCMは、また、温度／電圧補償回路870によって使用される。共通モード電圧は、通常、電源電圧レベルに関連づけられている。したがって、共通モード電圧VCMは、電源電圧とともに変化する。例えば、1状態においては、共通モード電圧VCMは、正の電源電圧から1ボルトマイナスした値に設定することがである。バイアス回路855は、温度変化を補償しないため、共通モード電圧VCMも、温度によって変化する。

【0096】上述したように、ERフィルタは、3つのパラメータ ω_c 、 Z_1 、 Z_2 を調節するだけで調整することができる。極は、カットオフ周波数パラメータ ω_c によってのみ制御される。一方、パラメータ Z_1 及びパラメータ Z_2 は、それぞれERフィルタのゼロのうちの1つを制御する。パラメータ ω_c は、デジタルアナログ変換器860によって、入力端子861上で受信される。デジタルアナログ変換器860は、周知の従来技術を用いて温度や電源電圧の変化に感応しないように設計される。パラメータ ω_c は、デジタルアナログ変換器860の出力端子862上のアナログチューニング電流 I_{tun} に変換される。本発明のいくつかの状態においては、デジタルアナログ変換器を用いてパラメータ ω_c からいくつかのチューニング電流を発生させ、各チューニング電流への負荷を軽減させている。温度／電圧補償回路870は、温度／電圧補償回路870の入力端子871上のチューニング電流 I_{tun} 及び温度／電圧補償回路870の入力端子872上の共通モード電圧VCMを用いて、温度／電圧補償回路870の出力端子873上に、温度電源電圧補償バイアス電圧 V_{bcp} を発生する。バイアス電圧 V_{bcp} は、Gmブロック中のパラメータ ω_c の値に基づいてERフィルタの極を調節するために用いられる。ERフィルタのカットオフ周波数に対するバイアス電圧 V_{bcp} の影響を以下に述べる。バイアス電圧 V_{bcp} もまた、デジタルアナログ変換器890によって用いられるため、デジタルアナログ変換器890の入力端子891は、温度／電圧補償回路870の入力端子873に接続される。同様に、デジタルアナログ変換器880の入力端子881は、温度／電圧補償回路870の出力端子873に接続され、デジタルアナログ変換器880にバイアス電圧 V_{bcp} を供給する。

【0097】デジタルアナログ変換器890は、デジタルアナログ変換器890の入力端子892上のゼロパラメータ Z_2 を、デジタルアナログ変換器890の出力端子893上の第1のフィルタゼロバイアス電圧に変換する。第1のフィルタゼロバイアス電圧は、ERフィルタ内のゼロのうちの1つを調整する。同様に、デジタルアナログ変換器880は、デジタルアナログ変換器880

の入力端子882上のゼロパラメータ Z_1 を、デジタルアナログ変換器880の出力端子883上の第2のフィルタゼロバイアス電圧に変換する。第2のフィルタゼロバイアス電圧は、ERフィルタ内の他のゼロを調整する。デジタルアナログ変換器860と同様に、デジタルアナログ変換器880及びデジタルアナログ変換器890は、従来技術を用いて、温度及び電源電圧の変化に感応しないように設計される。

【0098】図9は、本発明の1状態によるGmCフィルタ810の一部を示している。すなわち、図9は、GmCフィルタ810の第1のGmブロック810-1と、1極キャパシタ910と、GmCフィルタ810の第2のGmブロック810-2とを示している。第1のGmブロック810-1の機能性は、第2のGmブロック810-2と同一であるため、第1のGmブロック810-1についてのみ詳細に述べる。各Gmブロックは、従来設計の差動相互コンダクタンス増幅器である。

【0099】第1のGmブロック810-1は、ヘッド部920とテール部930に分割されている。ヘッド部は、正の電源電圧 V_{DD} とトランジスタ960の第1の電源端子961との間に接続された電流供給源930を含んでいる。電流供給源930は、電圧バイアス回路950によって制御される。トランジスタ960の制御端子962は、第1の入力電圧端子921に接続されている。トランジスタ960の第2の電源端子963は、トランジスタ970の第2の電源端子973と、テール部930内のテールトランジスタ980の第1の電源端子981に接続されている。トランジスタ970の制御端子972は、第2の電圧入力端子922に接続されている。トランジスタ970の第1の電源端子971は、電流供給源940を介して正の電源電圧 V_{DD} に接続されている。電流供給源940は、電圧バイアス回路950によって制御される。トランジスタ960の第1の電源端子961の電圧レベルは、電流供給源930を流れる電流を調節することにより、電圧バイアス回路950によって制御される。同様に、電圧バイアス回路950は、電流供給源940を流れる電流を調節することにより、トランジスタ970の第1の電源端子971上の電圧レベルも制御する。やはり従来設計の電圧バイアス回路950は、電圧バイアス回路950の入力端子951上の共通モード電圧VCMによって制御される。テールトランジスタ980の制御端子982は温度／電圧補償回路870のバイアス電圧 V_{bcp} 。出力端子873

(図8)に接続されている。テールトランジスタ980の第2の電源端子983は、接地されている。Gmブロックの出力は、トランジスタ960の第1の電源端子961に接続されている第1の電流出力端子923と、トランジスタ970の第1の電源端子971に接続されている第2の電流出力端子924に提供される。

【0100】図9の状態においては、トランジスタ96

0 は、バイポーラトランジスタである。したがって、第 1 の電源端子 961 は、コレクタ端子であり、第 2 の電源端子 963 は、エミッタ端子であり、制御端子 962 は、ベース端子である。同様に、第 1 の電源端子 971 は、コレクタ端子であり、第 2 の電源端子 973 は、エミッタ端子であり、制御端子 972 は、ベース端子である。図 9 の態様においては、テールトランジスタ 980 は、MOSFET であり、したがって、第 1 の電源端子 981 は、ドレイン端子であり、第 2 の電源端子 983 は、供給源端子であり、制御端子 982 は、ゲート端子である。他の態様においては、トランジスタの種類を変更し得る。さらに、増幅器の他の例も用いることができる。適当な従来フィルタにおいて用いられる技術とフィルタの例は、H. Tanimoto, M. Koyama, Y. Yoshida らによる「複数のエミッタ接続対を用いた線形化技術を用いる 1 V 活性フィルタの実現」(IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-26, No. 7, 937~945 頁, 1991 年 7 月) に論じられており、本明細書中に参照として組み入れる。

【0101】図 10 に、Gm ブロックをより詳細に示す。図 10 において、トランジスタ 960 (図 9) は、機能上、トランジスタブロック 960a に置き換えられる。即ち、トランジスタブロック 960a は、ブロック 960a 内に、トランジスタ 964 と、トランジスタ 965 と、トランジスタ 966 と、トランジスタ 967 とを含んでいる。同様に、トランジスタ 970 (図 9) は、機能上、トランジスタブロック 970a に置き換えられる。即ち、トランジスタ 970a のブロックは、ブロック 970a 内に、トランジスタ 974 と、トランジスタ 975 と、トランジスタ 976 と、トランジスタ 977 とを含んでいる。テールトランジスタ 980 は、機能上、トランジスタブロック 980a に置き換えられる。即ち、トランジスタブロック 980a は、トランジスタ 984 と、トランジスタ 985 とを含んでいる。第 1 の電圧入力端子 921 に接続された制御端子を有するトランジスタ 968 は、電圧入力のためのバッファとして機能する。同様に、第 2 の電圧入力端子 922 に接続された制御端子を有するトランジスタ 978 も、バッファとして機能する。トランジスタ 969 は、トランジスタ 968 に対する電流ドライブ及びバイアス印加を提供する。同様に、トランジスタ 979 はトランジスタ 978 に対する電流ドライブ及びバイアス印加を提供する。

【0102】ER フィルタは、応答 $H(j\omega)$ を有し、これは、カットオフ周波数 ω_c とゼロ位置を、パラメータ Z_1 及び Z_2 を介して変化させることにより、上述したように制御される。ER フィルタのカットオフ周波数は、トランジスタ 960 (或いは、トランジスタ 970) のコレクタ電流に正比例する。各種 Gm ブロックのテールトランジスタを通過する電流であるテールバイ

ス電流 $I_{C,1}$ は、トランジスタ 960 のエミッタ電流に比例する。したがって、テールバイアス電流 $I_{B,1}$ は、コレクタ電流にトランジスタ 960 の α パラメータを乗じた値に比例する。不都合なことに、トランジスタの α パラメータは温度とともに変化するため、バイアス電流 $I_{B,1}$ は温度とともに変化してしまう。バイアス電流 $I_{B,1}$ の温度依存性が α パラメータへの依存性を取り除くことによって補償されない限り、バイアス電流 $I_{B,1}$ の温度による変化は、ER フィルタ上の温度依存性を引き起こす。

【0103】デジタルアナログ変換器 860 はデジタルアナログ変換器 860 に与えられる特定の ω_c に適したテール電流であるチューニング電流 $I_{T,1}$ を生成する。そして、温度/電圧補償回路 870 は、バイアス電圧 $V_{B,1}$ を発生し、これは各テールトランジスタの制御端子に接続され、テールバイアス電流 $I_{B,1}$ をチューニング電流 $I_{T,1}$ と等しくなるように調整する。しかしながら、 α パラメータは、温度とともに変化するため、温度/電圧補償回路 870 は、 α を補償しなければならぬ。その結果、テールバイアス電流 $I_{B,1}$ は、チューニング電流 $I_{T,1}$ を α で除算した値にしなければならない。整合を達成するための回路を図 13 に示し、以下に詳細に説明する。

【0104】従来技術は、デジタルアナログ変換器のような、温度・電源不変回路を形成するために用いることができる。しかしながら、これらの技術では、複雑性とチップ面積の面で非常にコストの高い回路ができてしまう。したがって、デジタルアナログ変換器に用いられる従来技術は、ER フィルタに用いられる多数のテールバイアス電流を制御するには適していない。温度/電圧補償回路 870 は、ER フィルタのテールバイアス電流を、温度及び電源電圧の変化に感応しないチューニング電流 $I_{T,1}$ と整合させる。温度/電圧補償回路 870 のほとんどの態様において、チューニング電流 $I_{T,1}$ は、テールトランジスタ 980 と同一のトランジスタ特性を持つ整合トランジスタを通過させられる。さらに、整合トランジスタのドレインソース電圧は、テールトランジスタ 980 のドレインソース電圧に可能な限り近づくように整合される。その結果として得られる整合トランジスタのゲートソース電圧は、テールトランジスタ 980 のゲート端子におけるバイアス電圧 $V_{B,1}$ として用いられ、テールバイアス電流 $I_{B,1}$ を、チューニング電流 $I_{T,1}$ に等しくさせる。

【0105】図 11 は、第 1 の Gm ブロック 811-1 に接続される温度/電圧補償回路 870 の従来設計を示している。整合トランジスタ 1010 のドレイン端子 1011 とゲート端子 1012 が共に入力端子 871 に接続されているため、入力端子 871 上のチューニング電流 $I_{T,1}$ は、整合トランジスタ 1010 を通過する

ことになる。トランジスタ1010のドレイン端子1011上の電圧は、入力端子872上のバイアス電圧 V_{b1} に保たれる。整合トランジスタ1010は、テールトランジスタ980と同様のトランジスタ特性を持つものとして形成される。ゲート端子1012はテールトランジスタ980のゲート端子に接続され、整合トランジスタ1010のソース端子1013は、テールトランジスタ980のソース端子に接続されているため、整合トランジスタ1010とテールトランジスタ980のゲートソース電圧 V_{gs} は等しい。したがって、2つのトランジスタのドレインソース電圧 V_{ds} が等しい場合、テールトランジスタ980を通過するテールバイアス電流 I_{b1} は、整合トランジスタ1010を通過して流れるチューニング電流 I_{tun} と等しくなければならない。

【0106】しかしながら、テールトランジスタ980のドレインソース電圧は、共通モード電圧 V_{CM} からヘッド部920のトランジスタ960やトランジスタ970（図9）の両側の電圧降下を減じたものである。トランジスタ960とトランジスタ970がバイポーラトランジスタである場合、テールトランジスタ980のドレイン端子における電圧は、共通モード電圧 V_{CM} から温度依存性のベースエミッタ電圧 V_{be} を減じたものである。さらに、図11の態様は、トランジスタ960の α 係数を補償しない。したがって、図11の従来システムは、温度補償が重要でない場合にのみ用いることができる。

【0107】図12は、温度／電圧補償回路870の別の従来例を示し、図11の態様よりもチューニング電流 I_{tun} とテールバイアス電流 I_{b1} と整合が良好である。入力端子872は、トランジスタ1110のベース端子1111に接続されているため、共通モード電圧 V_{CM} は、トランジスタ1110のベース端子1111上加えられる。トランジスタ1110のエミッタ端子1113の電圧は、共通モード電圧 V_{CM} からトランジスタ1110のベースエミッタ電圧 V_{be} を減じた電圧に保たれる。トランジスタ1110がトランジスタ960及びトランジスタ970（図9）に整合している場合には、エミッタ端子1113の電圧は、テールトランジスタ980のドレイン端子の電圧に等しくなければならない。

【0108】トランジスタ1110のエミッタ端子1113は、演算増幅器1120の正の入力端子1122に接続されている。演算増幅器1120の出力端子1123は整合トランジスタ1130のゲート端子1132に接続されている。演算増幅器1120の負の端子1121は、整合トランジスタ1130のドレイン端子1131に接続されている。ドレイン端子1131は、入力端子871に接続され、整合トランジスタ1130のソース端子1133は、接地されているため、入力端子87

1上のチューニング電流 I_{tun} は、整合トランジスタ1130を通過させられる。演算増幅器1120の出力端子1123から、整合トランジスタ1130のゲート端子1132、整合トランジスタ1130のドレイン端子1131を経て、演算増幅器1120の負の入力端子1121に至るフィードバック経路が形成される。このフィードバック経路により、演算増幅器1120は、演算増幅器1120の負の入力端子1121における電圧を、トランジスタ1110のエミッタ端子1113における電圧に等しい演算増幅器1120の正の入力端子1122の電圧に等しくさせる。上述したように、エミッタ端子1113における電圧はテールトランジスタ980のドレイン端子における電圧に等しい。したがって、整合トランジスタ1130とテールトランジスタ980のドレインソース電圧 V_{ds} は、等しい。チューニング電流 I_{tun} は整合トランジスタ1130を通過させられるため、整合トランジスタ1130のゲート端子1132における電圧はチューニング電流 I_{tun} が整合トランジスタ1130を通過して流れることを可能とする適正な V_{gs} である。ゲート端子1132は、テールトランジスタ980のゲート端子に接続されているので、テールバイアス電流 I_{b1} は、チューニング電流 I_{tun} に等しい。しかしながら、上述したように、トランジスタ960の α 係数は、テールバイアス電流 I_{b1} がチューニング電流 I_{tun} を α で除算した値に整合することを必要とする。さらに、図12の態様のフィードバックループは、出力端子873のキャパシタンスが大きい場合には不安定となる。ERフィルタ内の多数のテールトランジスタにより、出力端子873は、大きなキャパシタンスを有する。したがって、図12の態様は、ERフィルタにはあまり適していない。

【0109】図13は、温度／電圧補償回路870の新規な態様を示している。チューニング電流 I_{tun} をもつ入力端子871は、第1のカレントミラー1230の第1の電流端子1232に接続されている。第1のカレントミラー1230は、接地された電源端子1233を有している。第1のカレントミラー1230は、さらに、第2のカレントミラー1240の第1の電流端子1242に接続された第2の電流端子1231を有している。第2のカレントミラー1240は、正の電源電圧 V_{cc} に接続された電源端子1243を有している。第2のカレントミラー1240は、さらに、トランジスタ1210のコレクタ端子1211に接続された第2の電流端子1241を有している。

【0110】入力端子871は、さらに、出力端子873及び整合トランジスタ1220のゲート端子1222に接続されている。出力端子873は、テールトランジスタ980のゲート端子に接続されている。トランジスタ1220のソース端子1223は接地されているた

め、テールトランジスタ 980 のソース端子は、接地され、ゲート端子 1222 はテールトランジスタ 980 のゲート端子に接続され、整合トランジスタ 1220 及びテールトランジスタ 980 は、同一のゲートソース電圧を有する。

【0111】入力端子 872 は、トランジスタ 1210 のベース端子 1212 に接続されているため、共通モード電圧 V_{CM} は、ベース端子 1212 上加えられる。トランジスタ 1210 のエミッタ端子 1213 における電圧は、共通モード電圧 V_{CM} からトランジスタ 1210 のエミッタ電圧 V_{E1} を減じた電圧に保たれる。図 12 に関して上述したように、整合トランジスタ 1220 のドレイン端子 1221 に接続されたエミッタ端子 1213 上に得られる電圧は、整合トランジスタ 1220 のドレインソース電圧をテールトランジスタ 980 のドレインソース電圧に整合させる。

【0112】整合トランジスタ 1220 及びテールトランジスタ 980 は、同一のゲートソース電圧及びドレインソース電圧を有しているので、テールバイアス電流 I_{B1} は、整合トランジスタ 1220 を通過して流れる電流に等しい。チューニング電流 I_{T1} は、第 1 のカレントミラー 1230 の第 1 の電流端子 1232 に流れ込むため、チューニング電流 I_{T1} は、第 1 のカレントミラー 1230 の第 2 の電流端子 1231 上に複写される (mirrored)。したがって、チューニング電流 I_{T1} は、第 2 のカレントミラー 1240 の第 1 の電流端子 1242 に流れ込む。その結果、第 2 のカレントミラー 1240 は、第 2 のカレントミラー 1240 の第 2 の電流端子 1241 上にチューニング電流 I_{T1} を複写する。したがって、トランジスタ 1210 のコレクタ電流は、チューニング電流 I_{T1} に等しく、トランジスタ 1210 のエミッタ電流は、チューニング電流 I_{T1} をトランジスタ 1210 の α で除算した値である。したがって、トランジスタ 1220

(?) を通過して流れる電流は、チューニング電流 I_{T1} をトランジスタ 1220 の α で除算した値である。テールバイアス電流 I_{B1} は、整合トランジスタ 1220 を通過して流れる電流に等しくさせられるため、テールバイアス電流 I_{B1} は、チューニング電流 I_{T1} をトランジスタ 1220 の α で除算した値に等しい。トランジスタ 1220 をトランジスタ 960 に整合させることによって、ER フィルタのカットオフ周波数を正確に調整するように α 係数が相殺される。さらに、図 13 の態様は、実際には、出力端子 873 のキャパシタンスを増加させることにより、安定化される。

【0113】第 1 のカレントミラー 1230 及び第 2 のカレントミラー 1240 の具体的な実現形態は、第 1 の電流端子及び第 2 の電流端子上に整合電流が得られるものであれば、特に重要ではない。図 14 は、カレントミラーをトランジスタレベルで実現した温度/電圧補償回

路 870 の 1 態様を示している。特に第 1 のカレントミラー 1230 は、NMOS トランジスタ 1330 と NMOS トランジスタ 1340 から構成される。NMOS トランジスタ 1330 のゲート端子 1332 は、NMOS トランジスタ 1340 のゲート端子 1342 に接続されている。NMOS トランジスタ 1330 のドレイン端子 1331 は、トランジスタ 1330 のゲート端子 1332 と第 2 の電流入力端子 1231 に接続されている。NMOS トランジスタ 1340 のドレイン端子 1341 は、第 1 の電流端子 1232 に接続されている。NMOS トランジスタ 1330 のソース端子 1333 及び NMOS トランジスタ 1340 のソース端子 1343 は、接地されている電源端子 1233 に接続されている。

【0114】第 2 のカレントミラー 1240 は、PMOS トランジスタ 1310 と PMOS トランジスタ 1320 から構成されている。PMOS トランジスタ 1310 のドレイン端子 1311 及び PMOS トランジスタ 1320 のドレイン端子 1321 は、正の電源電圧 V_{DD} に接続された電源端子 1243 に接続されている。PMOS トランジスタ 1320 のソース端子 1323 は、第 1 の電流端子 1242 に接続されている。ソース端子 1313 は、第 2 の電流端子 1241 と、PMOS トランジスタ 1310 のゲート端子 1312 と、PMOS トランジスタ 1320 のゲート端子 1322 に接続されている。

【0115】図 15 は、温度/電圧補償回路 870 の別の態様を示し、ここでは、第 2 のカレントミラー 1240-14 はカスコードトランジスタを組み込んで、カレントミラー 1240-14 内のトランジスタの出力抵抗を増加させている。カスコードトランジスタにより、第 2 のカレントミラー 1240-14 には、バイアス端子 1244 及び第 2 の電源端子 1245 が必要となる。第 2 のカレントミラー 1240-14 の基本的な機能は、第 1 の電流端子 1232 上の電流を、第 2 の電流端子 1241 の電流に等しくすることである。

【0116】第 2 のカレントミラー 1240-14 においては、第 1 の電流端子 1242 はカスコード PMOS トランジスタ 1450 のソース端子 1453 に接続されている。カスコード PMOS トランジスタ 1450 のドレイン端子 1451 は、PMOS トランジスタ 1420 の 1423 に接続されている。PMOS トランジスタ 1420 のドレイン端子 1421 は、正の電源電圧 V_{DD} に接続されている第 1 の電源端子 1243 に接続されている。第 2 の電流端子 1241 は、カスコード PMOS トランジスタ 1430 のソース端子 1433 と、PMOS トランジスタ 1410 のゲート端子 1412 と、PMOS トランジスタ 1420 のゲート端子 1422 に接続されている。カスコード PMOS トランジスタ 1430 のソース端子 1431 は、PMOS トランジスタ 1410 のソース端子 1413 に接続されている。PMOS ト

ランジスタ 1 4 1 0 のドレイン端子 1 4 1 1 は、電源端子 1 2 4 3 に接続されている。バイアス端子 1 2 4 4 は、NMOS トランジスタ 1 4 6 0 のゲート端子 1 4 6 2 に接続されている。NMOS トランジスタ 1 4 6 0 のソース端子 1 4 6 3 は、接地されている出力端子 1 2 4 5 に接続されている。NMOS トランジスタ 1 4 6 0 のドレイン端子 1 4 6 1 は、PMOS トランジスタ 1 4 4 0 のソース端子 1 4 4 3 と、PMOS トランジスタ 1 4 4 0 のゲート端子 1 4 4 2 と、カスコード PMOS トランジスタ 1 4 3 0 のゲート端子 1 4 3 2 と、カスコード PMOS トランジスタ 1 4 5 0 のゲート端子 1 4 5 2 に接続されている。PMOS トランジスタ 1 4 4 0 のドレイン端子 1 4 4 1 は、電源端子 1 2 4 3 に接続されている。

【0 1 1 7】図 1 3 に関して上述したように、第 1 の電流端子 1 2 4 2 上の電流は、チューニング電流 I_{tun} と等しくなければならない。したがって、カスコード PMOS トランジスタ 1 4 5 0 と PMOS トランジスタ 1 4 2 0 の双方とも、チューニング電流 I_{tun} を駆動するようにバイアスしなければならない。さらに、第 2 の電流端子 1 2 4 1 上の電流もまた、チューニング電流 I_{tun} に等しくなければならない。したがって、カスコード PMOS トランジスタ 1 4 3 0 と PMOS トランジスタ 1 4 1 0 の双方とも、チューニング電流 I_{tun} を駆動するようにバイアスしなければならない。必要なバイアス印加は、NMOS トランジスタ 1 4 6 0 及び PMOS トランジスタ 1 4 4 0 によって達成される。即ち、NMOS トランジスタ 1 4 6 0 は、整合トランジスタ 1 2 2 0 に整合するトランジスタ特性を有している。さらに、NMOS トランジスタ 1 4 6 0 は、整合トランジスタ 1 2 2 0 と同じゲートソース電圧を有している。したがって、NMOS トランジスタ 1 4 6 0 は、PMOS トランジスタ 1 4 4 0 と、カスコード PMOS トランジスタ 1 4 3 0 と、カスコード PMOS トランジスタ 1 4 5 0 を活性化するような電荷がゲート端子 1 4 4 2 上にあれば、それを低下させ始める。最後に、各種トランジスタを通過する電流は、チューニング電流 I_{tun} 、或いはチューニング電流 I_{tun} をトランジスタ 1 2 1 0 の α で除算した値と等しくなるように、カレントミラーによって等化される。

【0 1 1 8】以上本発明の構造及び方法の態様について説明したが、これらは本発明の原理を示したものであって、発明の範囲を上述した特定の態様に限定するものではない。当業者であれば、この開示をから他のフィルタ、誤差値、部分応答信号、カレントミラー、Gm 増幅器、GmC フィルタ、記憶素子、勾配、ハードウェア実現形態、ファームウェアなどを定義し、本発明の原理に

よる方法、回路、システムを形成するためにこれらの代替要素を用いることができることはいうまでもない。

【0 1 1 9】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、記憶装置の読出しシステムに含まれる ER フィルタを正確で容易に最適化でき、かつ記憶装置の実際の動作中に、自己適応化できる ER フィルタ最適化方法が得られる。

【0 1 2 0】更に本発明によれば、記憶装置の読出しシステムに含まれる ER フィルタを正確で容易に最適化でき、かつ記憶装置の実際の動作中に、自己適応化できる ER フィルタ最適化装置が得られる。

【0 1 2 1】また本発明によれば、記憶装置の読出しシステムの温度及び電圧供給レベルにおける変動を補償できる温度／電圧補償回路が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】一般的な部分応答最尤法 (PRML) 読出しシステムのブロック図である。

【図 2】従来の等化器のブロック図である。

【図 3】従来の等化器最適化システムのブロック図である。

【図 4】本発明による PRML 読出しシステムの詳細なブロック図である。

【図 5】本発明による初期化モードにおける ER 等化器最適化システムのブロック図である。

【図 6】 Z_0 及び ω_c の関数としての平均二乗誤差値の等高線図である。

【図 7】本発明によるトラッキングモードにおける ER 等化器最適化システムのブロック図である。

【図 8】図 4 及び図 5 の ER フィルタブロック 4 1 0 の詳細なブロック図である。

【図 9】GmC フィルタの一部を示す回路図である。

【図 1 0】Gm ブロックの一実施例を示す回路図である。

【図 1 1】従来の温度／電圧補償回路のトランジスタ回路図である。

【図 1 2】従来の温度／電圧補償回路のゲート回路図である。

【図 1 3】本発明による温度／電圧補償回路の回路図である。

【図 1 4】本発明による温度／電圧補償回路のトランジスタ回路図である。

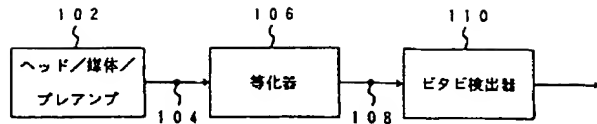
【図 1 5】本発明による温度／電圧補償回路のトランジスタ回路図である。

【符号の説明】

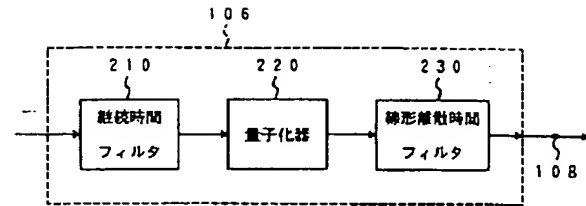
4 1 0 ER フィルタブロック

4 3 3 フィルタ最適化ブロック

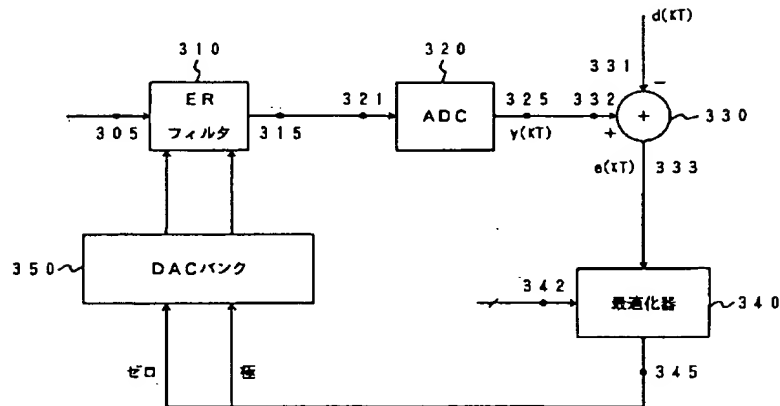
【図 1】



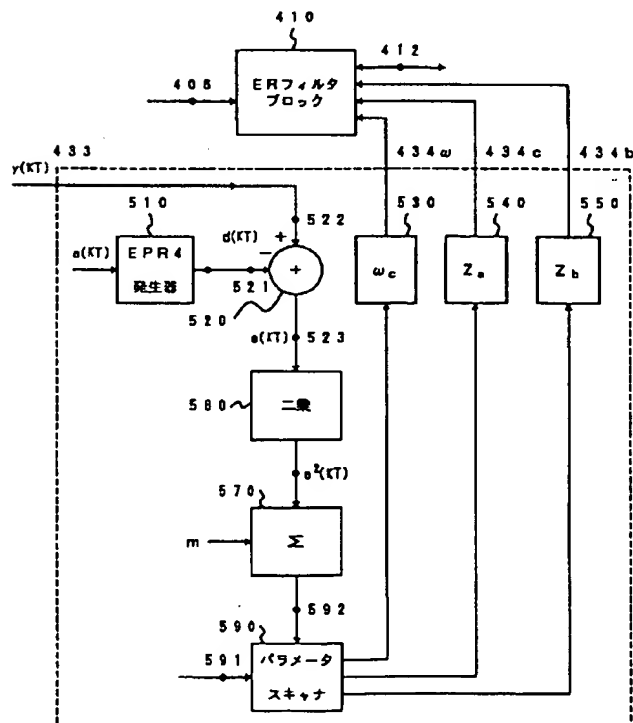
【図 2】



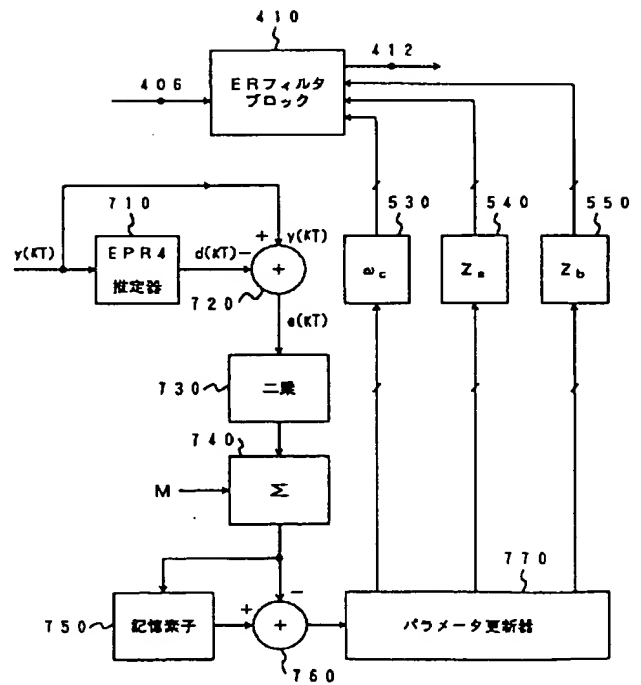
【図 3】



【図 5】

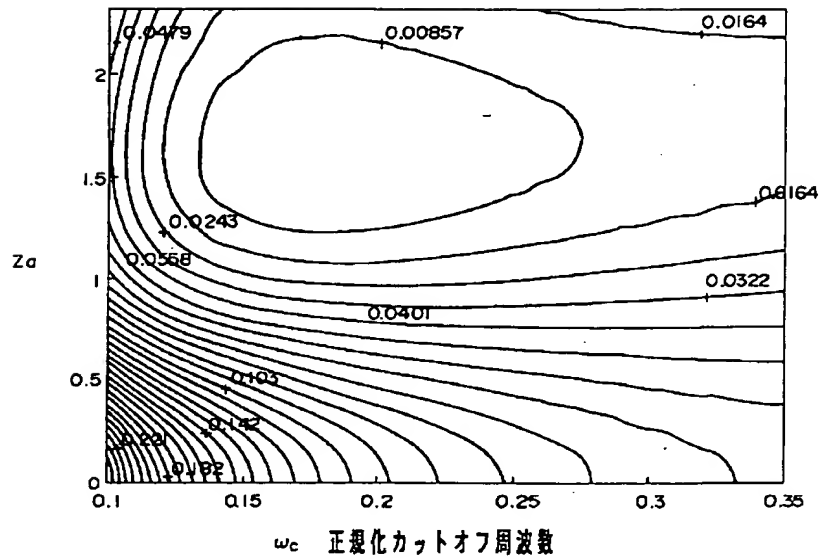


【図 7】

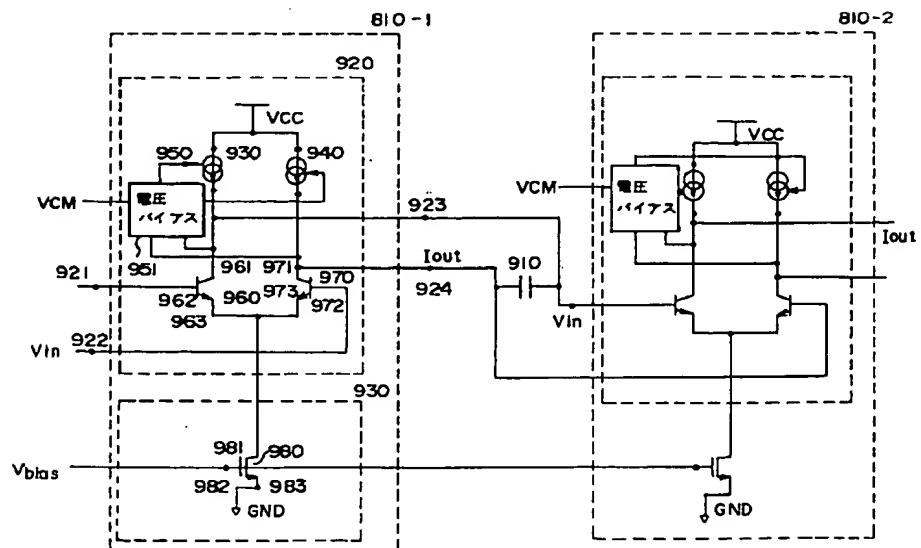


[illegible]

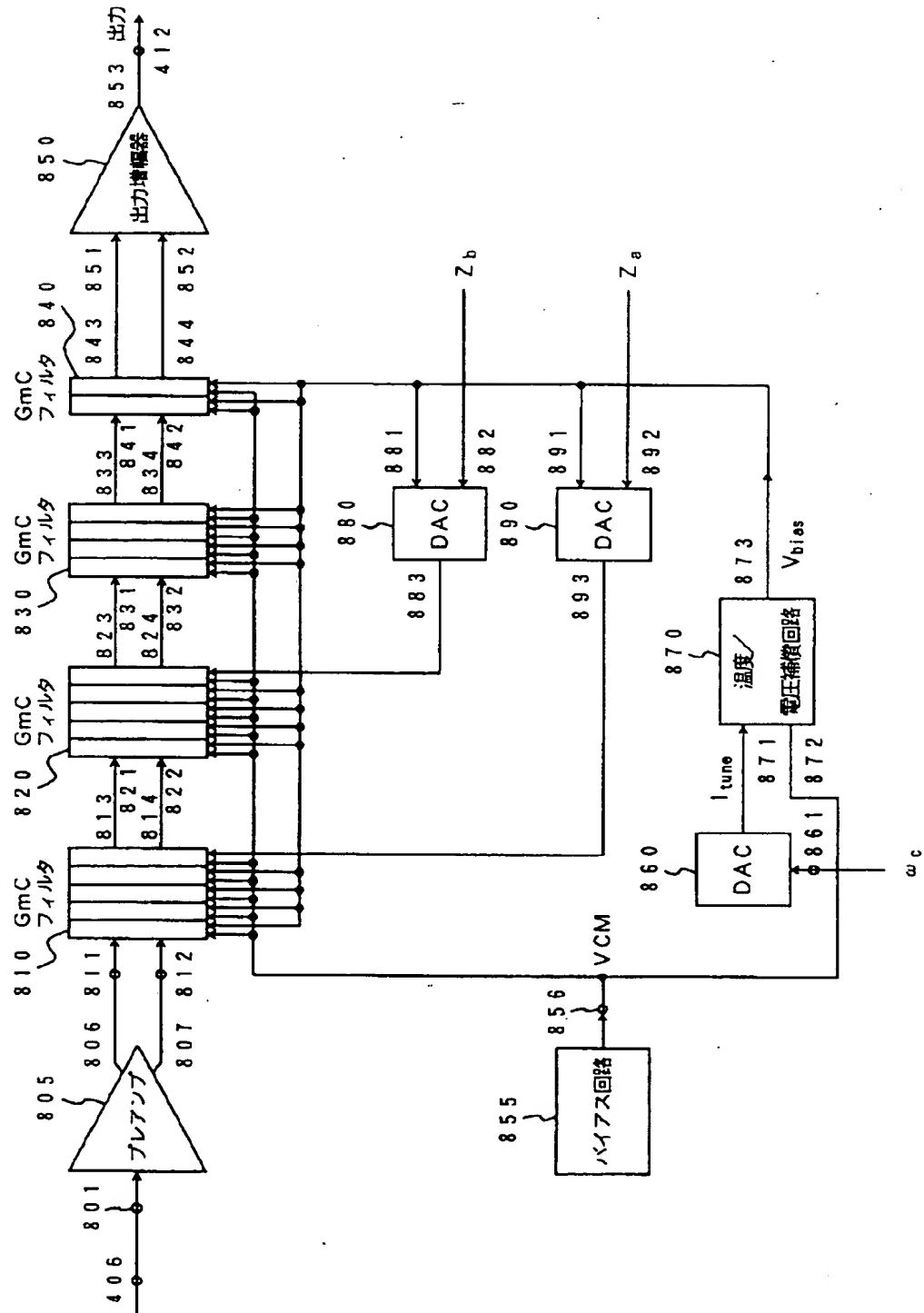
【図6】



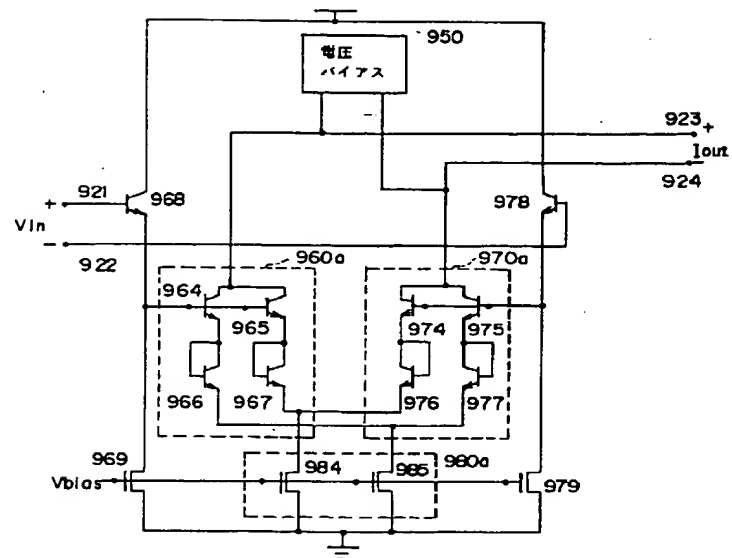
【図9】



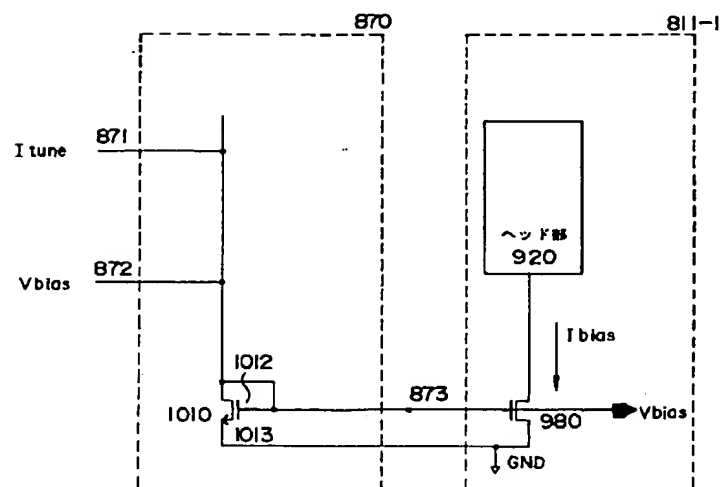
〔図 8〕



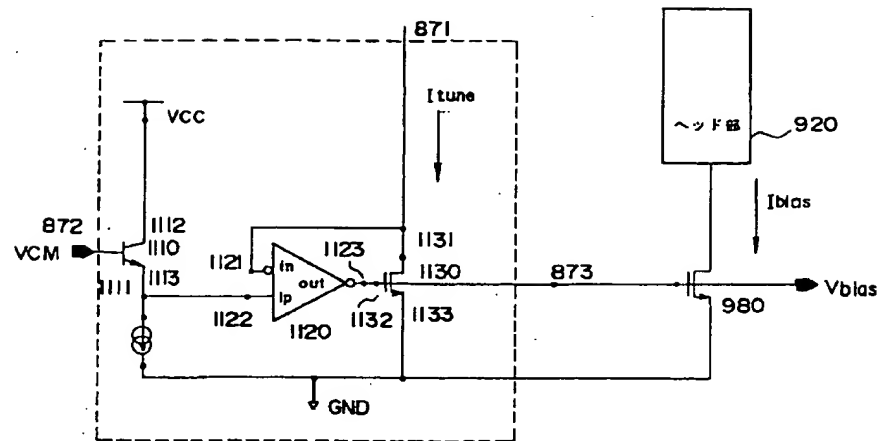
【図 10】



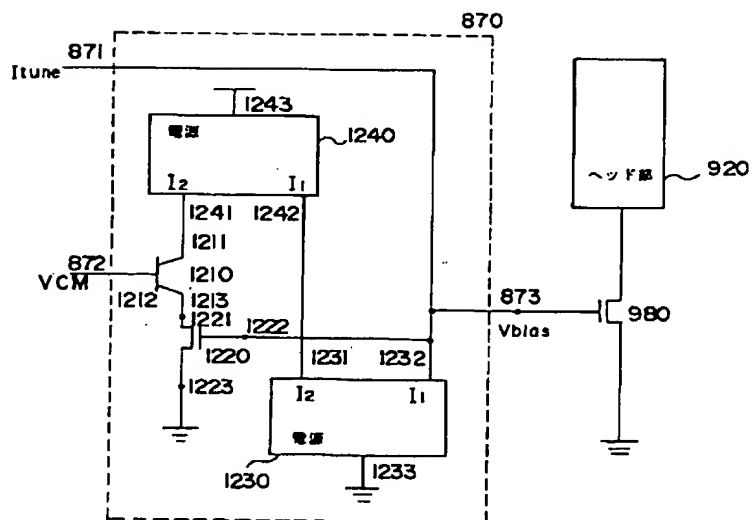
【图 1 1】



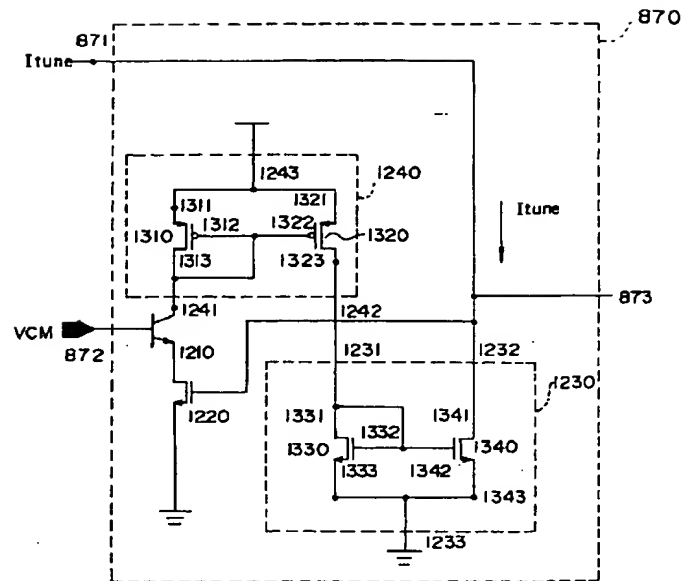
【図12】



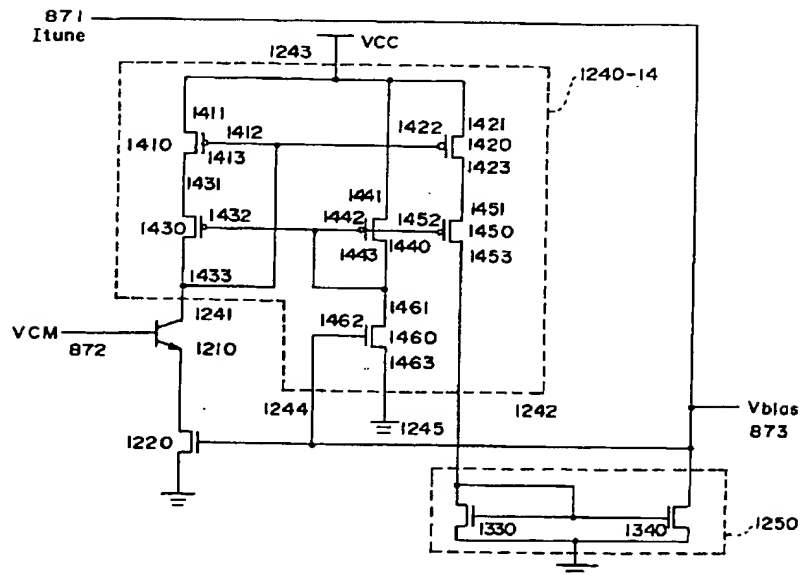
【図13】



【図 14】



【図 15】



フロントページの続き

(72)発明者 リチャード エイ コントレラス
 アメリカ合衆国, カリフォルニア 94043,
 マウンテン ヴュー, フリン アヴェニュー
 - 152